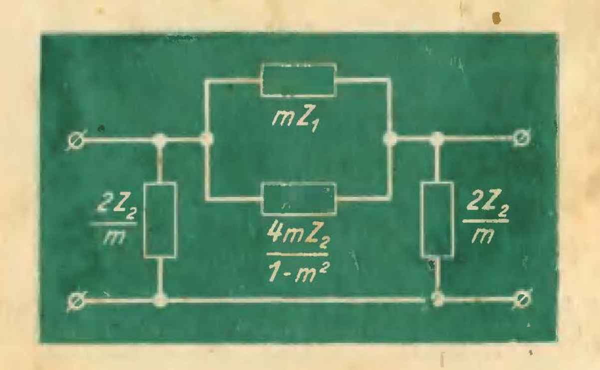
МАССОВАЯ РАДИО-БИБЛИОТЕКА

Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

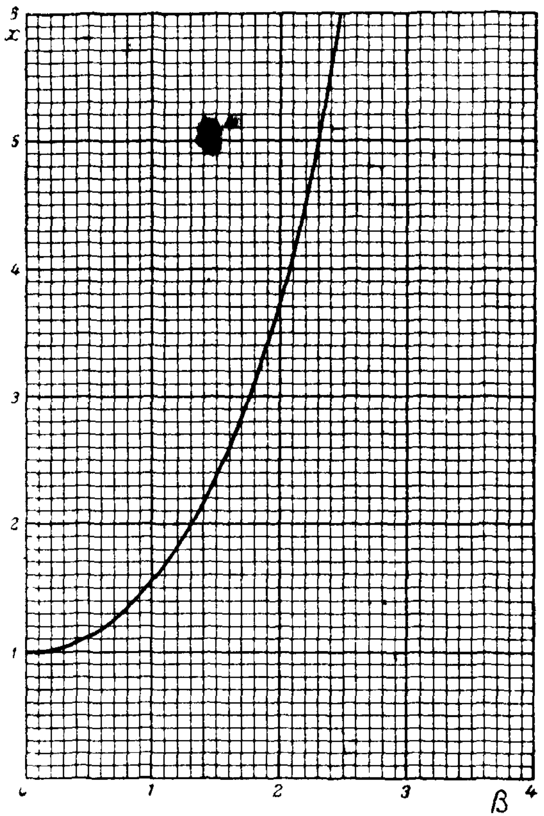




ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

ГРАФИК ДЛЯ РАСЧЕТА ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ ТИПА *k*

Для построения частотной характеристики (затухания) звена фильтра типа *k* нужно определить для каждой частоты в полосе про-



пускания величину x* и по ней из графика найти затухание β звена фильтра при выбранной частоте f. По найденным значениям β и f строят кривую затухания.

---

* См. третью стр. обложки.

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА
ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

Выпуск 169

Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

*Второе издание,
исправленное и дополненное*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1953 ЛЕНИНГРАД

53005

В книге излагаются принципы работы простейших электрических фильтров нижних и верхних частот полосовых и заградительных фильтров. Дается элементарный расчет этих фильтров. В последней части книги излагаются принципы работы и простейший расчет полосовых фильтров с настраивающимися контурами. Книга предназначается для подготовленных радиолюбителей.

СОДЕРЖАНИЕ

Редактор *С. С. Вайнштейн* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в набор 1/IX 1952 г. Подписано к печати 18/XI 1952 г.

Бумага $84 \times 108^1/_{32} = 1^1/_4$ бумажных — 4,1 п. л. Уч.-изд. л. 5

Т-08776 Тираж 15 000 экз. Заказ № 3298

Цена 2 руб. (номинал по прейскуранту 1952 г.)

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10

1. ВВЕДЕНИЕ

Фильтры в широком смысле слова представляют собой приборы или устройства, с помощью которых можно отделить друг от друга предметы, явления, обладающие разными характеристиками. Так, например, встречающиеся в повседневной жизни почти на каждом шагу механические фильтры стали для нас зачастую настолько заурядным явлением, что мы не задумываемся даже над тем, что тот или иной прибор или устройство есть не что иное, как фильтр, например сито для просеивания муки, сетка для отделения кофейной гущи от жидкости, приборы для очистки воды и т. п. Аналогичными механическим фильтрам являются фильтры электрические—устройства, которые применяются, когда в какой-нибудь электрической цепи, через которую проходят токи разных частот, желательно отделить токи одной частоты от токов другой частоты или задержать прохождение определенной полосы частот и предоставить другой полосе частот свободный путь, или наоборот. Почти безупречная работа современных радиоустройств—передатчиков, приемников, телевизионных и радиолокационных устройств и т. п. — является результатом широкого применения электрических фильтров как в силовой части, так и в высокочастотных и низкочастотных частях этих устройств.

Электрические фильтры имеют очень широкое применение в современной технике. Они находят применение при изучении характеристик оборудования связи, при передаче импульсов сложной формы, каковые представляют собой, например, речь, музыка и т. п. Они дают возможность разложить сложный звук на его составные частоты для их изучения или выделения для каких-либо других надобностей. Они широко используются, например, в телефонии для исправления некоторых из ее недостатков— для ослабления одних частот или для выделения, придания большей выразительности другим частотам. С помощью так называемых полосовых фильтров можно выде-

лять целые полосы частот. Это дает возможность производить по одной и той же линии телефонной цепи или по радио одновременно несколько передач или разговоров, а потом эти передачи на приемном пункте отделить друг от друга. Например, в мультиплексной схеме, известной под названием телефонии на несущей частоте, по одной и той же паре проводов можно передавать одновременно 10 телеграфных депеш на 10 разных частотах, лежащих несколько выше звуковых частот, две обычные телеграфные передачи на постоянном токе, т. е. на нулевой частоте, и обыкновенный телефонный разговор. Разделение всех этих одновременных передач осуществляется в месте приема с помощью электрических фильтров, каждый из которых выделяет только ту полосу частот, для пропуска которой он предназначен, и подводит эту полосу частот к соответствующему аппарату, не пропуская в то же время к нему все другие одновременные с этой передачи.

Хотя точный расчет сложных электрических фильтров является достаточно кропотливой задачей, но принцип работы фильтров нетрудно понять, если отчетливо представлять себе поведение простых электрических цепей при прохождении через них электрического тока разных частот. Поэтому наше изложение о работе фильтров мы начнем с рассмотрения именно этого вопроса.

Действие всех типов электрических фильтров основано на следующих четырех законах цепей переменного тока.

1. *Индуктивность представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов низкой частоты или тока постоянного* — постоянный ток можно рассматривать как ток переменный, частота которого равна нулю, — *чем токов высокой частоты.*

Действительно, из теории электротехники известно, что чистая индуктивность, т. е. катушка, не содержащая в себе никаких активных сопротивлений, обусловливающих в ней потерю мощности и не обладающая собственной емкостью, представляет для проходящего через нее переменного тока реактивное сопротивление, определяемое формулой

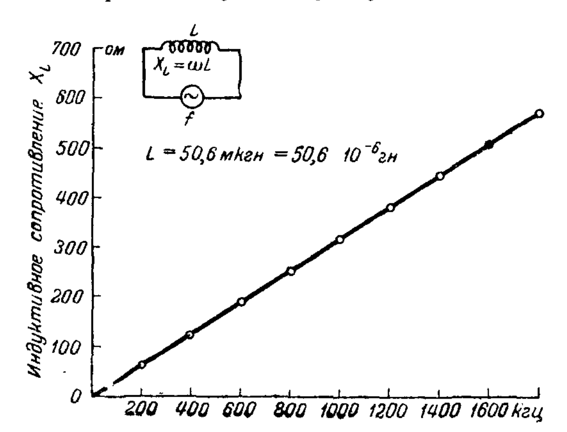
$$X_L = \omega L = 2\pi f L,$$

где $\pi = 3{,}14$;

f — частота проходящего через индуктивность тока, *гц*;

L — величина индуктивности, *гн*.

Когда частота f проходящего через индуктивность тока равна нулю, т. е. через индуктивность проходит постоянный ток, то $X_L = 6{,}28 \cdot 0L = 0$ — индуктивное сопротивление катушки постоянному току равно нулю. По мере увеличения частоты пропорционально возрастанию последней будет увеличиваться и индуктивное реактивное сопротивление катушки. Этот закон иллюстрирован графически на фиг. 1, откуда видно, что индуктивное сопротивление возрастет пропорционально увеличению частоты проходящего через данную катушку тока.



Фиг. 1. Кривые изменения реактивного сопротивления индуктивности в зависимости от частоты:

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_L ом	0	64	128	191	256	318	381	445	508	572

Фактически всякая катушка обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим все имеющие в ней место потери мощности: потери в меди провода, в изоляции каркаса, потери в окружающих катушку предметах и т. д. Это активное сопротивление R_L увеличивает полное сопротивление катушки, и катушка теряет свои свойства чистой (идеальной) индуктивности. Но обычно у правильно рассчитанной и сконструированной катушки это активное сопротивление R_L в том диапазоне частот, для работы в котором она предназначена, очень мало по сравнению с ее реактивным сопротивлением X_L и потому в некоторых случаях им можно в первом приближении пренебрегать и считать, что данная катушка обладает только индуктивным реактивным сопротивлением, как это

и сделано при построении кривой фиг. 1. Но в некоторых случаях, в частности в фильтрах, даже и это небольшое активное сопротивление существенно влияет на условия работы фильтров. Учитывать это влияние сейчас мы не будем, так как это усложнило бы изложение вопроса, но в дальнейшем, в своем месте, мы укажем, в чем сказывается влияние активных сопротивлений элементов, составляющих электрический фильтр, на работу последних.

2. *Емкость представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов высокой частоты, чем токов низкой частоты, и полностью задерживает — „блокирует" — прохождение через нее постоянного тока.*

Из теории электротехники известно, что чистая емкость, т. е. конденсатор без потерь и индуктивности, представляет для проходящего через нее переменного тока реактивное емкостное сопротивление, которое определяется формулой

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{6{,}28 f C},$$

где $\pi = 3{,}14$;

f — частота проходящего через емкость тока, *гц*;

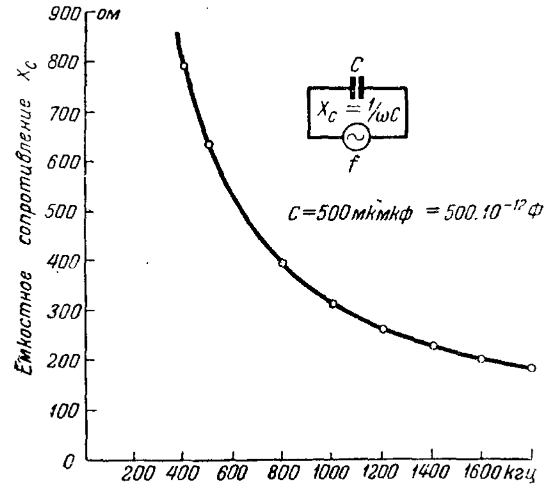
C — величина емкости, *ф*.

Эта формула показывает, что емкостное реактивное сопротивление конденсатора изменяется обратно пропорционально частоте проходящего через него переменного тока. Когда частота проходящего через емкость тока наименьшая, т. е. равна нулю ($f = 0$), то $X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 0 \cdot C} = \infty$ (бесконечности), т. е. для постоянного тока емкость представляет бесконечно большое сопротивление или, другими словами, через емкость постоянный ток пройти не может. По мере увеличения частоты емкостное сопротивление конденсатора уменьшается и при бесконечно большой частоте оно равно нулю $\left(X_C = \frac{1}{2\pi \cdot \infty \cdot C} = 0\right)$, т. е. представляет для нее короткое замыкание.

Как и в случае чистой индуктивности, этот закон можно иллюстрировать графически (фиг. 2). Эта кривая наглядно показывает, что для постоянного тока сопротивление конденсатора бесконечно велико, а по мере увеличения частоты проходящего через него тока емкостное сопротивление данного конденсатора сначала резко,

а затем все медленнее и медленнее уменьшается и при очень больших частотах становится ничтожно малым.

Всякий реальный конденсатор обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим все имеющие в нем место потери мощности. Это активное сопротивление R_C увеличивает полное сопротивление конденсатора. Но так как обычно это сопротивление в том диапазоне частот, на работу в котором рассчитан данный конденсатор, ничтожно мало по сравнению с реактивным емкост-



Фиг. 2. Кривая изменения реактивного сопротивления емкости в зависимости от частоты.

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_C *ом*	∞	1 590	795	530	398	318	265	227	199	177

ным сопротивлением X_C, то им можно пренебрегать и считать, что конденсатор обладает только чисто реактивным сопротивлением.

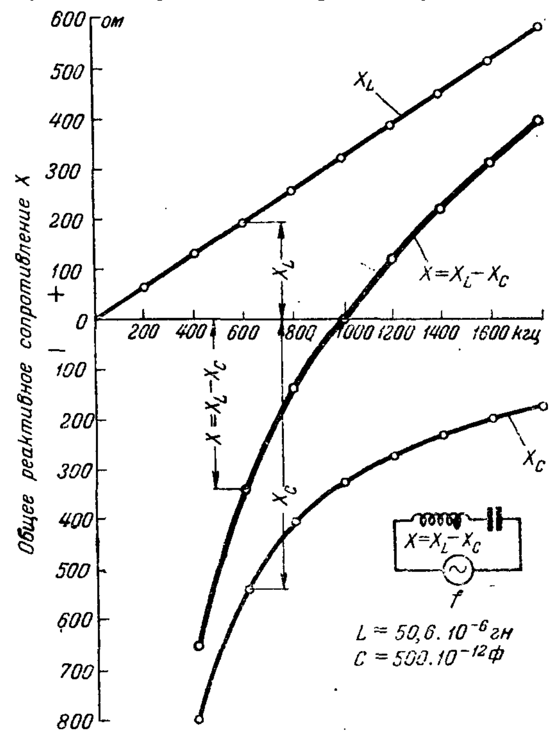
3. *Электрическая цепь, состоящая из последовательно включенных источника переменного напряжения, индуктивности и емкости представляет для токов резонансной и близких к ней частот очень малое сопротивление, а для токов всех других частот она оказывает большое сопротивление и тем большее, чем дальше эта частота отстоит от резонансной.*

Из приведенных выше рассуждений о зависимости от частоты индуктивного и емкостного сопротивлений не трудно видеть, что емкость и индуктивность ведут себя

в отношении частот проходящего через них тока противоположным образом: сопротивление индуктивности с частотой возрастает, а сопротивление емкости уменьшается. Очевидно, что если индуктивность и емкость включить последовательно с источником напряжения, то создаваемые ими реактивные сопротивления будут действовать навстречу друг другу. Поэтому можно сказать, что эти сопротивления имеют как бы противоположные знаки, т. е. если одно из них принять за положительное, то другое нужно считать отрицательным. Принято положительным сопротивлением считать индуктивное сопротивление, а отрицательным—емкостное. Так как емкостное сопротивление при низших частотах убывает гораздо быстрее, чем возрастает индуктивное, то общее реактивное сопротивление рассматриваемой цепи будет при увеличении частоты от нуля уменьшаться и при какой-то частоте эти сопротивления уравновесят друг друга, т. е. общее сопротивление цепи станет равным нулю. При дальнейшем увеличении частоты емкостное сопротивление будет уменьшаться медленнее, чем возрастать индуктивное, и общее сопротивление цепи будет вновь возрастать. В сказанном легко убедиться, если воспользоваться графиком фиг. 1 и 2 и построить кривую изменения общего сопротивления X цепи по формуле $X = X_L - X_C$. Для построения этого графика нужно из большего сопротивления вычитать меньшее и результат с учетом знака откладывать на соответствующих перпендикулярах к оси частот. Обычно для такого построения поступают следующим образом. Так как индуктивные и емкостные сопротивления имеют противоположные знаки, то кривые сопротивлений X_L и X_C, приведенные на фиг. 1 и 2, можно объединить на одном графике, откладывая (в одинаковом масштабе) значения X_L, как положительные, вверх, а емкостные сопротивления X_C, как отрицательные, вниз от оси частот. Это сделано на фиг. 3. Тогда нетрудно построить кривую общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами цепи из последовательно включенных генератора (сопротивление его принимаем равным нулю), X_L и X_C. Берем в раствор циркуля для какой-нибудь частоты значение меньшего из двух сопротивлений при этой частоте и вычитаем его из большего сопротивления. Тогда оставшееся расстояние между найденной точкой и осью частот и будет изображать не только величину (в выбранном масштабе) общего

сопротивления, но и его знак. Такое построение показано на фиг. 3 для частоты 600 *кгц*.

Из кривой изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой цепи видно, что при частоте $f = 1\,000$ *кгц* это сопротивление равно нулю. Частота, при



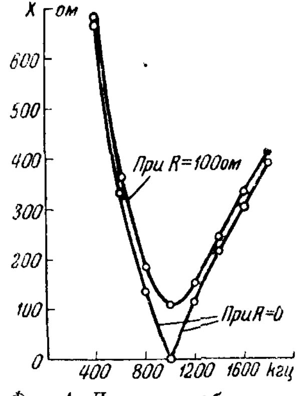
Фиг. 3. Кривая изменения общего реактивного сопротивления последовательного контура в зависимости от частоты:

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X ом	∞	1 526	— 667	— 339	— 142	0	117	218	310	395

которой последовательно включенные индуктивное и емкостное сопротивления уравновешивают друг друга, т. е. когда $X_L = X_C$ или $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, называется **резонансной** частотой последовательного контура. При резонансной частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ или } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

получается так называемый **резонанс напряжений** или **последовательный резонанс**, характеризующийся получаемыми при нем наибольшим током, а следовательно, и наибольшими напряжениями на емкости и индуктивности, значительно превышающими напряжение подключенного к цепи генератора. В случае идеального контура ($R=0$) они получились бы бесконечно большими.



Фиг. 4. Другое изображение зависимости общего реактивного сопротивления последовательного контура в зависимости от частоты (по данным фиг. 3).

Далее, из того же графика фиг. 3 видно, что в узкой полосе частот вблизи резонансной частоты контура общее реактивное сопротивление его мало и одинаково возрастает по мере ухода вправо и влево от резонанса. Это изменение общего реактивного сопротивления последовательного контура можно изобразить в виде кривой, показанной на фиг. 4 (при $R=0$), где значения сопротивлений X фиг. 3 отложены без соблюдения их знаков.

В случае действительных цепей из-за наличия в них сопротивлений потерь (активных сопротивлений) картина получается несколько иная. Всегда присутствующие в цепи или, как принято говорить, в **контуре** активные сопротивления, вносимые катушкой и конденсатором, приводят к тому, что полное сопротивление Z последовательного контура не будет равно нулю даже при резонансной частоте — при резонансе полное сопротивление контура будет минимально и равно его суммарному активному сопротивлению, т. е. $Z=R_L+R_C$, и будет возрастать по мере ухода в ту или другую сторону от резонанса. Величина активного сопротивления сказывается на скорости изменения полного сопротивления контура вблизи его резонансной частоты: чем больше это сопротивление, — чем меньше **добротность контура**

$$Q=\frac{\omega_p L}{R}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{\rho}{R},$$

где $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ — так называемое **характеристическое** или **волновое сопротивление контура**, — тем

медленнее изменяется полное сопротивление контура, тем более расплывчатой около резонансной частоты получается кривая изменения полного сопротивления (кривая при $R=100$ *ом*, фиг. 4). Другими словами, свойства идеального последовательного контура проявляются тем слабее, чем меньше его добротность.

Попутно отметим, что характеристическое сопротивление контура ρ также носит характер активного сопротивления и измеряется в омах.

4. *Если емкость и индуктивность включить параллельно друг другу и составленный таким образом контур включить последовательно с источником переменного напряжения, то этот контур будет представлять при его резонансной частоте для источника напряжения очень большое сопротивление и потому не будет пропускать через себя переменных токов резонансной и близких к ней частот, а все другие частоты будут встречать в нем тем меньшее сопротивление, чем дальше эта частота отстоит от резонансной.*

В теории электротехники доказывается, что в случае параллельных цепей складываются не их сопротивления, а их проводимости, т. е. величины, обратные сопротивлениям их отдельных ветвей, а сопротивление параллельного контура равно обратной величине общей проводимости его. Пользуясь этим общим правилом, построим кривую изменения реактивного сопротивления параллельного контура, составленного из тех же элементов, из которых составлен рассмотренный нами выше последовательный контур (принимаем $R_L=R_C=0$). Параллельный контур показан на фиг. 5 справа внизу. Пользуясь кривой фиг. 1, построим кривую индуктивной или, как ее называют, реактивной проводимости

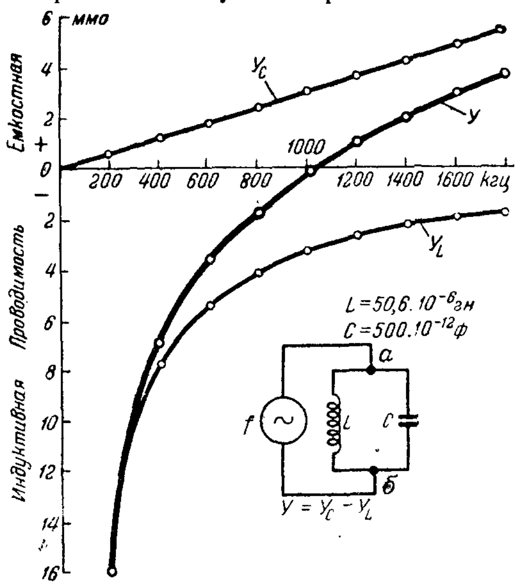
$$Y_L=\frac{1}{X_L}=\frac{1}{2\pi fL},$$

которую как величину, обратную сопротивлению, будем считать отрицательной величиной. Из этой кривой видно, что при частоте $f=0$ проводимость $Y_L=-\infty$ и по мере увеличения f она уменьшается, стремясь к нулевому значению при очень большой частоте (так как при очень большой частоте сопротивление X_L очень велико). Анало-

гичным образом построим проводимость емкостной ветви реактивной проводимости контура

$$Y_C = \frac{1}{X_C} = 2\pi f C,$$

которую мы считаем положительной. Из этой кривой видно, что при частоте $f=0$ проводимость этой ветви



Фиг. 5. Кривые изменения реактивных проводимостей ветвей параллельного контура и его общей реактивной проводимости в зависимости от частоты:

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
Y_L ммо	∞	15,6	—7,8	—5,3	—3,9	—3,14	—2,62	—2,24	—1,9	—1,8
Y_C ммо	0	0,63	1,3	1,9	2,5	3,14	3,76	4,4	5,0	5,7
Y ммо	∞	—14,97	—6,5	3,4	—1,4	0	1,14	2,16	3,1	3,9

равна нулю и по мере увеличения f она возрастает, стремясь при очень большой частоте к бесконечно большому значению. Это и понятно: конденсатор, как мы уже говорили выше, постоянный ток ($f=0$) не пропускает, т. е. его проводимость для постоянного тока равна нулю; при очень больших частотах сопротивление конденсатора очень мало, т. е. проводимость очень велика.

Так как с увеличением частоты Y_L уменьшается, а Y_C возрастает, то, очевидно, при какой-то частоте они друг

друга уравновесят, так как эти проводимости, как и соответствующие им реактивные сопротивления, действуют друг другу навстречу. Та частота, при которой проводимости Y_L и Y_C уравновешивают друг друга и общая реактивная проводимость контура равна нулю, т. е. когда $Y_L = Y_C$ или $\frac{1}{\omega L} = \omega C$, или $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, или $f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$, носит название **резонансной частоты параллельного контура**, — получается так называемый **параллельный резонанс**, или **резонанс токов**. Он характеризуется тем, что сопротивление контура в точках его разветвления (точки *а* и *б* на фиг. 5) получается наибольшим, а следовательно, ток в неразветвленной цепи — наименьшим. В то же время токи в ветвях контура получаются наибольшими.

Очевидно, резонансной частотой нашего параллельного контура будет частота 1 000 *кгц*. Эта частота совпадает с резонансной частотой рассмотренного нами выше последовательного контура. Так это и должно быть, так как рассматриваемый нами контур является тем же последовательным контуром, но только источник напряжения подключен к нему параллельно, а не последовательно.

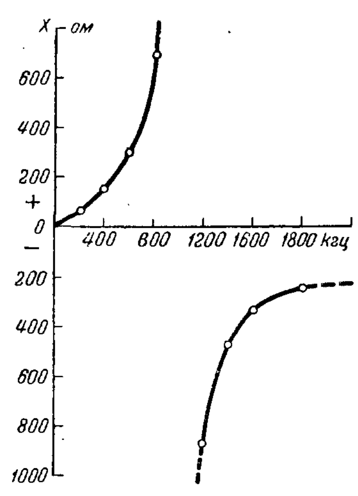
Кривую общей реактивной проводимости Y нашего контура легко построить из кривых Y_L и Y_C аналогично тому, как мы строили кривую общего сопротивления последовательного контура. Из этой кривой (кривая Y на фиг. 5) видно, что, начинаясь с больших отрицательных значений при низших частотах, эта проводимость постепенно уменьшается, при частоте 1 000 *кгц* проходит через нуль и затем вновь возрастает, но уже с противоположным знаком.

Как уже указывалось выше, реактивное сопротивление параллельного контура равно величине, обратной общей реактивной проводимости его, т. е.

$$X = \frac{1}{Y}.$$

Находя для каждой частоты соответствующие значения $\frac{1}{Y}$ и откладывая их на графике с соблюдением их знаков, получим график, представленный на фиг. 6. Как и следовало ожидать, это сопротивление, начинаясь при $f = 0$ с нуля,

с увеличением частоты сначала медленно, а затем все более резко возрастает и при частотах, близких к резонансной, стремится к очень большим значениям, становясь в нашем случае идеального (без потерь) контура равным при резонансной частоте $f_p = 1\,000$ *кгц* бесконечно большому значению. После этого оно меняет свой знак и затем уменьшается сначала резко, а потом все медленнее, приближаясь при очень больших частотах к нулю. Ход кривых на фиг. 6 понятен, так как при низких частотах проводимость контура определяется в основном только проводимостью его индуктивной ветви, которая в этом случае очень велика, а чем больше проводимость, тем меньше сопротивление, которое носит в этом случае индуктивный характер (проводимость отрицательна); при высоких частотах получается такая же картина, только там основную роль играет проводимость емкости, и потому сопротивление носит емкостный характер (проводимость положительна).



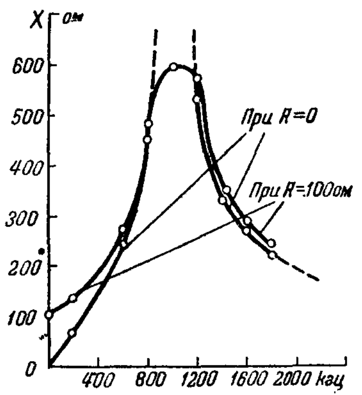
Фиг. 6. Кривая изменения реактивного сопротивления X параллельного контура в зависимости от частоты:

f *кгц*	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
$X = -\frac{1}{Y}$ *ом*	0	67	153	296	715	∞	−875	−463	−323	−256

Кривая изменения реактивного сопротивления параллельного контура может быть представлена и в виде кривой, показанной на фиг. 7 (при $R = 0$), которая еще более наглядно показывает, что при частотах, близких к резонансной, реактивное сопротивление контура очень велико, а при резонансной частоте становится бесконечно большим. Это и говорит о том, что параллельный контур представляет для резонансной и близких к ней частот очень большое сопротивление. Он как бы „блокирует", задерживает, эти частоты, пропуская беспрепятственно частоты, лежащие вне пределов резонансной частоты.

Такова картина изменения сопротивления идеального параллельного контура, т. е. контура без потерь. Но поскольку всякий реальный контур содержит некоторое

активное сопротивление, эквивалентное потерям мощности в контуре, картина изменения его полного сопротивления с частотой существенно меняется. Прежде всего наличие в параллельном контуре потерь сказывается в том, что его полное сопротивление при резонансной частоте не будет равно бесконечно большому значению; оно будет иметь, правда, хотя и очень большое, но все же определенное конечное значение (кривая при $R = 100$ *ом*, фиг. 7), зависящее как от величины сопротивления потерь в контуре, так и от соотношения значений реактивных элементов — индуктивности и емкости — контура. Это полное сопротивление



Фиг. 7. Другое изображение реактивного сопротивления параллельного контура в зависимости от частоты (по данным фиг. 6).

$$Z_э = \frac{L}{RC} = \frac{\rho^2}{R}$$

контура при резонансе, которое носит в этом случае активный характер, будет тем больше, чем меньше сопротивление $R = R_L + R_C$ потерь контура и чем больше отношение индуктивности L к емкости C контура, т. е. чем больше характеристика контура $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$. Другими словами, $Z_э$ тем больше, чем больше добротность контура Q.

Наличие потерь в контуре сказывается, кроме того, в том, что при них изменение $Z_э$ вблизи резонанса происходит менее резко, т. е. спад ветвей кривой полного сопротивления происходит вблизи резонансной частоты более плавно, и ветви кривой полного сопротивления отходят от резонансной частоты тем дальше, кривая расширяется тем больше, чем больше потери в контуре (фиг. 7). Другими словами, свойства идеального параллельного контура проявляются тем слабее, чем меньше его добротность Q.

Наконец, наличие потерь в контуре несколько изменяет и значение его резонансной частоты в ту или иную сторону от идеального случая в зависимости от соотношения этих потерь в ветвях контура. Иначе говоря, для одного

и того же реального контура резонансная частота в случае последовательного резонанса и параллельного резонанса не будут уже совпадать друг с другом и разница между этими резонансными частотами будет тем больше, чем больше сопротивление потерь в контуре, т. е. чем меньше добротность Q контура. В практически применяемых контурах частоты можно считать одинаковыми.

Итак, подбором соответствующих значений емкостей и индуктивностей или составлением из них тех или иных цепей можно обеспечить (в идеальном случае) желаемое фильтрующее действие их на токи разных частот в любой степени, обеспечить срез или пропускание любых частот.

Другими словами, рассмотренные простые электрические цепи уже являются фильтрами, так как каждая из них вполне определенным образом реагирует на прохождение через них токов той или иной частоты. Но высокого фильтрующего действия в данном случае получить нельзя из-за влияния всегда присутствующего в элементах электрических цепей активного сопротивления.

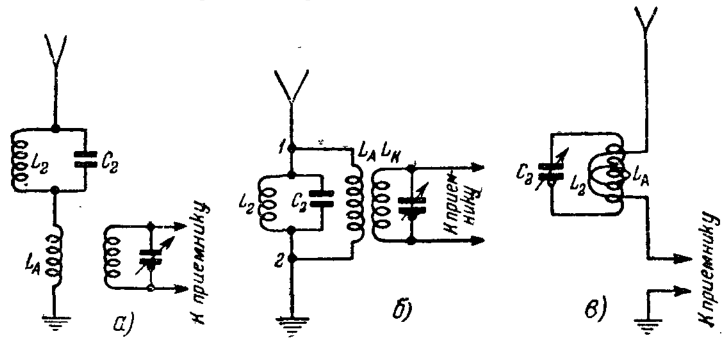
Правда, эти активные сопротивления сами по себе не обладают никакими фильтрующими свойствами, так как они оказывают одинаковое действие на проходящие через них токи любых частот и не оказывают решающего влияния на то, какие частоты будут данной цепью задерживаться, а какие через нее будут проходить свободно. Но активные сопротивления определяют собой избирательность, остроту, степень фильтрующего действия той или иной электрической цепи; от величины этих активных сопротивлений зависит резкость разграничения между пропускаемыми и задерживаемыми частотами: чем меньше потери в цепи, чем больше ее добротность, тем более резкой получается эта граница.

Как на пример применения рассмотренных простых цепей в качестве фильтров укажем на дроссель в цепи анода при параллельном питании лампового генератора высокой частоты, пропускающий к лампе постоянный ток и не пропускающий токов высокой частоты в цепь питания (в цепь постоянного тока), — это соответствует цепи, рассмотренной в связи с фиг. 1.

Конденсатор, включенный последовательно с колебательным контуром при параллельном питании лампового генератора, „блокирует“ постоянный ток, но пропускает

токи высокой частоты от лампы к колебательному контуру, — это соответствует цепи, рассмотренной в связи с фиг. 2.

Как известно, антенна эквивалентна последовательно резонансному контуру и потому ее можно считать фильтром, так как из бесчисленного множества воздействующих на нее колебаний она наиболее эффективно реагирует только на колебания, с которыми она настроена в резонанс, и на близкие к нему колебания, — это соответствует цепи, рассмотренной в связи с фиг. 4.



Фиг. 8. Применение простейших заграждающих фильтров во входных цепях приемников.

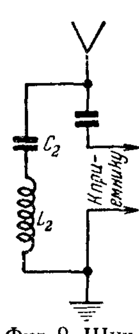
а — режекторный фильтр; *б* и *в* — отсасывающие фильтры.

Фильтры применяются часто для подавления электрических колебаний, лежащих в определенной полосе частот, что соответствует цепи, рассмотренной в связи с кривой фиг. 7. Например, включаемые иногда в антенную цепь радиоприемников контуры являются не чем иным, как фильтрами, задерживающими нежелательные колебания. Одно из возможных включений в антенну такого фильтра L_2C_2 показано на фиг. 8,*а* — фильтр включен в антенну последовательно (ф и л ь т р-п р о б к а).

Если контур L_2C_2 настроить на определенную заданную частоту $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$, то сигналы на этой частоте в приемник проникать не смогут, так как этот контур, состоящий из параллельно включенных индуктивности L_2 и емкости C_2, будет представлять для этой частоты очень большое сопротивление. Так как ширина резонансной кривой контура зависит, как указывалось выше, от его активного сопротивления, то его можно так рассчитать, чтобы он поглощал определенную полосу частот, напри-

мер, 10 *кгц*. Тем самым можно будет подавить мешающую приему вещательную радиостанцию, работающую на той или иной частоте. В то же время сигналы станции, на которую настроена антенна, будут приниматься без помех.

Другое возможное включение в антенну фильтра показано на фиг. 8,*б*. При таком включении сигналы, на которые настроен фильтр, будут в приемник попадать потому, что для частоты настройки контур L_2C_2 представляет большое сопротивление и на зажимах *1*, *2* контура получается на этой частоте относительно большое напряжение, которое вызовет в катушке L_A ток, достаточный для возбуждения контура приемника. Для всех же других частот контур L_2C_2 представляет очень небольшое сопротивление, и такие частоты будут пропускаться им на землю, не оказывая влияния на контур приемника. Лучше действует фильтр в схеме фиг. 8, *в*, но при условии очень слабой связи. Фильтр, включенный подобным образом, называется о т с а с ы в а ю щ и м фильтром. Если в одном и в другом случае включения заграждающих фильтров емкость C_2 фильтра сделать переменной, то можно регулировать их отсасывающие свойства в достаточно широких пределах по частоте и тем самым обеспечить работу приемника без помех в достаточно широком диапазоне частот.

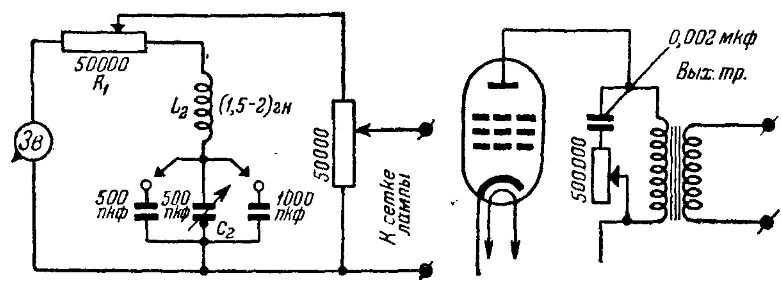


Фиг. 9. Шунтирующий фильтр в приемной антенне.

Отсасывающий фильтр может состоять и из последовательно включенных емкости C_2 и индуктивности L_2, если его включить параллельно цепи, попадание в которую определенной частоты или очень узкой полосы частот нежелательно. Такой фильтр используется, например, на входе приемников (фиг. 9) и служит для замыкания накоротко мешающей приему станции. Если настроить такую цепь в резонанс на промежуточную частоту супергетеродинного приемника, то все станции, работающие на этой и близких к ней частотах, в приемнике воспроизводиться не будут.

Такие фильтры находят применение в телевизионных приемниках для предупреждения попадания звукового сигнала в канал изображения, каковые каналы располагаются обычно предельно близко друг к другу для уменьшения полосы пропускания входного тракта.

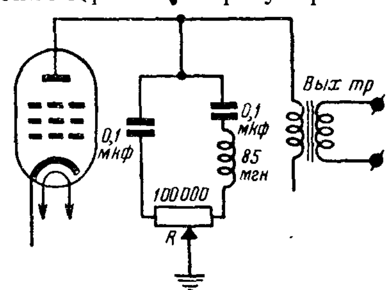
В диапазоне низких частот отсасывающие фильтры находят применение, например, для устранения слышимого в громкоговорителе шума иглы звукоснимателя (обычно спектр частот этого шума лежит в пределах 2500—5000 *гц*). Принцип работы такого фильтра состоит, как это видно из его схемы, приведенной на фиг. 10, в шун-



Фиг. 10. Фильтр для устранения шума адаптерной иглы.

Фиг. 11. Простая схема регулятора тембра.

тировании особо мешающих частот, что достигается подбором соответствующей емкости C_2 фильтра и настройки тем самым цепи L_2C_2 на резонанс напряжений. С помощью переменного сопротивления R_1 можно регулировать полосу замыкаемых контуром частот, а чтобы изменение R_1 не влияло на подаваемое на сетку усилительной лампы напряжение, последнее может поддерживаться на должном уровне с помощью переменного сопротивления R_2.



Фиг. 12. Улучшенная схема регулятора тембра.

На том же принципе основано применение регуляторов тембра, служащих для подбора тембра звучания громкоговорителя. Наиболее простая схема регулятора тембра приведена на фиг. 11. Такая схема позволяет ослаблять верхние звуковые частоты, придающие тембру неприятный металлический оттенок.

Более совершенная схема регулятора тембра приведена на фиг. 12. Правое плечо фильтрующей схемы шунтирует более высокие, левое — более низкие звуковые частоты. Регулированием положения движка на сопротивлении R

можно изменять величину полного сопротивления плеч фильтра и тем самым распределять между ними поступление или потерю той или иной частоты.

Рассмотренные схемы, примененные в качестве фильтров, не всегда удовлетворяют предъявляемым к фильтрам требованиям. Они, например, недостаточно резко разделяют близлежащие частоты, т. е. обладают малой степенью фильтрующего действия. Чтобы получить лучше действующие фильтры, применяют специальные комбинации из рассмотренных выше простых цепей. Эти схемы должны не только обеспечивать достаточно резкое разделение близлежащих частот, но и эффективно подавлять посторонние частоты, или, как говорят, обладать достаточной крутизной среза частот. Такие схемы носят название простых электрических фильтров.

Сообразно с действием различают четыре основные класса фильтров:

1) фильтры нижних частот;
2) фильтры верхних частот;
3) полосовые фильтры;
4) заграждающие фильтры.

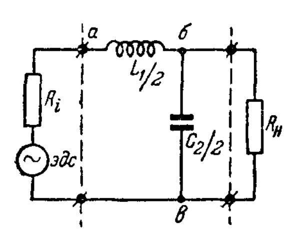
Рассмотрим каждый из этих классов фильтров в отдельности с указанием областей применения их, приведением их основных характеристик и элементарных расчетов. Необходимо отметить при этом, что при выводе основных соотношений для фильтров в теории их делается обычно ряд упрощений. Считается, что: 1) фильтры являются пассивными, т. е. не содержат в своих цепях никаких источников э. д. с. и электронных ламп; 2) величина индуктивностей катушек в фильтрах не зависит ни от частоты проходящего через них тока, ни от его величины (последнее относится к случаю катушек с магнитным сердечником); 3) между отдельными элементами фильтра не существует ни магнитной, ни емкостной связей: 4) активные сопротивления всех элементов фильтрующих цепей равны нулю, т. е. в этих цепях не происходит поглощения энергии; 5) выход, равно и вход фильтра нагружены равными по величине чистыми активными сопротивлениями.

2. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтры нижних частот предназначаются для пропуска токов всех частот (и в том числе тока нулевой частоты, т. е. постоянного тока), лежащих ниже опре-

деленной, заранее намеченной частоты — так называемой частоты среза или граничной частоты. В то же время фильтры этого класса должны задерживать токи всех частот выше частоты среза.

Схема простейшего Г-образного фильтра нижних частот представлена на фиг. 13, где $R_н$ — активное сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопротивлению R_i генератора. Как видно из этой схемы, индуктивность $L_1/2$ фильтра включена в линию последовательно, а его емкость $C_2/2$ включена между проводами линии, т. е. параллельно „нагрузке". Проходящие в линии токи нижних частот встретят со стороны индуктивности $L_1/2$ небольшое сопротивление и пройдут через нее дальше к нагрузочному сопротивлению $R_н$, ответвляясь в емкость $C_2/2$ лишь в очень малой степени, так как последняя представляет для токов низкой частоты большое сопротивление. Токи же верхних частот задерживаются индуктивностью, поскольку она представляет для них большое сопротивление, а те токи верхних частот, которые все же будут пропущены индуктивностью, ответвляются, главным образом, в емкость $C_2/2$, которая представляет для них малое сопротивление. Само собой очевидно, что это шунтирующее действие емкости $C_2/2$ будет зависеть не только от величины ее сопротивления для тех или иных частот, но и от соотношения между этим сопротивлением и сопротивлением нагрузки, включенным, как конденсатор, между проводами линии. Чем больше сопротивление X_C емкости $C_2/2$ для данной частоты по сравнению с нагрузочным сопротивлением $R_н$, тем бо́льшая часть тока этой частоты ответвится в сопротивление $R_н$, и наоборот. Если, например, X_C для данной частоты будет равно $R_н$, то ток этой частоты распределится между конденсатором и нагрузочным сопротивлением поровну, и в результате фильтрующее действие устройства значительно снизится. Поэтому, как мы увидим дальше, величина нагрузочного сопротивления фильтра не может быть взята произвольной, она должна быть связана вполне определенными соотношениями со значениями L_1 и C_2 данного фильтра, а именно: сопротивление нагрузки $R_н$ должно быть равно харак-



Фиг. 13. Г-образный фильтр нижних частот, включенный на нагрузку $R_н$ и источник э. д. с.

теристическому или волновому сопротивлению фильтра

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\ ом,$$

т. е. должно иметь место равенство $R_н = \rho$.

Описанное действие фильтра нижних частот, как и всякого фильтра, характеризуется так называемой частотной характеристикой фильтра, приведенной на фиг. 14. По горизонтальной оси откладываются в возрастающем порядке частоты, а на перпендикулярах к ней — так называемое затухание фильтра (или пропорциональное ему значение децибел) на соответствующих частотах, которое представляет собой логарифм отношения напряжения или тока на входе фильтра к тем же величинам на его выходе. Заштрихованная часть графика соответствует непропускаемым фильтром частотам (полоса запирания), а диапазону пропускаемых фильтров частот соответствует незаштрихованная часть графика (полоса прозрачности фильтра). Из частотной характеристики фильтра видно, что затухание в данном фильтре равно нулю для всех частот, начиная с нулевой частоты (постоянный ток) вплоть до частоты среза f_2, выше которой затухание в случае идеальных фильтров резко, а в реальных фильтрах постепенно возрастает, так как для токов с частотой выше частоты среза индуктивность представляет уже большое сопротивление, а емкость начинает их заметно шунтировать.



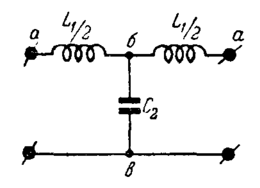
Фиг. 14. Частотная характеристика фильтра низких частот.

1 — характеристика идеального фильтра; 2 — характеристика реального фильтра.

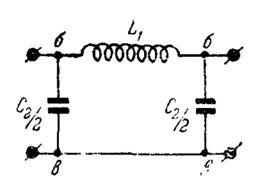
Рассмотренный тип фильтра нижних частот не является единственным. Большее применение имеют симметричные схемы фильтров, к которым принадлежат так называемые Т-образные и П-образные схемы, обладающие лучшими фильтрующими свойствами. Т-образные и П-образные фильтры легко получаются из рассмотренной Г-образной схемы. Если к точкам *б*, *в* этого фильтра подключить второй такой же фильтр (с теми значениями $L_1/2$ и $C_2/2$) так, чтобы точки *б* и *в* одного совместились с аналогичными точками *б* и *в* другого, то получим Т-образную схему фильтра нижних частот (фиг. 15), где емкость C_2 представляет собой сумму двух параллельно включенных, одинаковых

по величине емкостей $C_2/2$ каждая. Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их точки *а*, то получим П-образную схему фильтра нижних частот (фиг. 16), где индуктивность L_1 представляет собой сумму двух последовательно включенных одинаковых по величине индуктивностей $L_1/2$ каждая.

Работа П-образного фильтра аналогична работе Т-образного фильтра и разница между этими фильтрами заключается только в том, что в П-образном фильтре имеется две емкости, каждая из которых равна емкости Г-образ-



Фиг. 15. Однозвенный Т-образный фильтр нижних частот.



Фиг. 16. Однозвенный П-образный фильтр нижних частот.

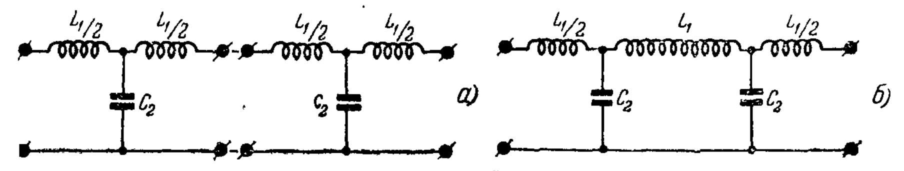
ного звена, которые включены по обеим сторонам индуктивности, а в Т-образном фильтре — две индуктивности, каждая из которых равна индуктивности Г-образного звена, которые включены по обеим сторонам емкости. Полные же значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах остаются одними и теми же.

Приведенные схемы фильтров нижних частот не обеспечивают достаточной крутизны среза или быстрого нарастания затухания за граничной частотой, хотя каждый из этих типов фильтров действует в отношении качества фильтрации много лучше, чем если бы цепь состояла только из индуктивности или только из емкости. Крутизна среза фильтра зависит не только от потерь в его цепях, но также и от числа звеньев фильтра. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра. Число звеньев в фактически применяемых фильтрах определяется, с одной стороны, обеспечением желаемой крутизны среза, а с другой стороны, — стоимостью устройства. Два звена в большинстве случаев вполне удовлетворяют предъявляемым к фильтрам требованиям, а зачастую оказывается достаточным и одного звена. Три звена применяются в очень редких случаях.

Многозвенные фильтры составляются последовательным включением однозвенных фильтров с одинаковыми

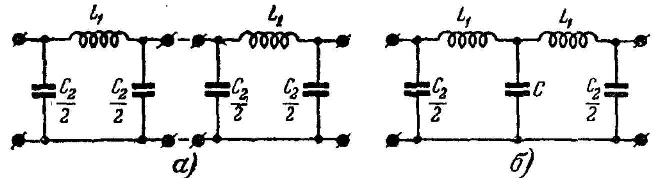
характеристиками. На фиг. 17,*а* показано составление двухзвенного Т-образного фильтра из двух однозвенных фильтров того же типа и с одинаковыми характеристиками. Так как индуктивности в середине фильтра включены последовательно, то их можно заменить одной индуктивностью L_1, равной сумме двух индуктивностей, равных каждая $\frac{L_1}{2}$.

В результате получается часто применяемая двухзвенная



Фиг. 17. Двухзвенный Т-образный фильтр нижних частот.

схема Т-образного фильтра (фиг. 17,*б*). Аналогичным образом можно составить Т-образную схему фильтра нижних частот из любого числа звеньев, помня, что конечные индуктивности Т-образного фильтра имеют величины, вдвое меньшие каждой из серединных индуктивностей, которые предполагаются между собой равными.



Фиг. 18. Двухзвенный П-образный фильтр нижних частот.

Аналогичным образом составляют и многозвенные П-образные фильтры. На фиг. 18,*а* показано составление двухзвенного П-образного фильтра нижних частот. Так как емкости в середине фильтра включены параллельно друг другу, то их можно заменить одной емкостью C_2, равной сумме двух емкостей, равных каждая $C_2/2$. В результате получается часто применяемая двухзвенная схема П-образного фильтра (фиг. 18,*б*). Подобным образом можно составить П-образную схему фильтра нижних частот из любого числа звеньев, учитывая, что конечные емкости П-образного фильтра имеют величины, вдвое меньшие каждой из серединных емкостей, которые предполагаются между собой равными.

Если фильтры не имеют потерь (в виде сопротивлений или утечек), то оба типа разобранных фильтров нижних частот обладают совершенно одинаковым фильтрующим действием. Но ввиду присущих фильтрам потерь каждый тип фильтров не будет подавлять задерживаемых ими частот полностью—к полному подавлению их можно приближаться только увеличением числа звеньев в фильтрах. В то же время каждый тип фильтра вызывает некоторое затухание частот и в полосе прозрачности. Таким образом, наличие потерь в фильтре делает все явления более плавными, округляя кривые и сглаживая их углы. Выбор типа фильтра зависит от удобства его применения. Обычно в тех случаях, когда желательно получение на выходе фильтра большего постоянства напряжения, независимо от условий работы выхода фильтра, предпочтительнее применять Т-образные фильтры. Если же речь идет о поддержании в нагрузочном сопротивлении при его изменении большего постоянства тока, предпочтительнее применять П-образные фильтры. Конечно, это является только общим правилом, так как в каждом отдельном случае условия работы фильтра определяются рядом совершенно других факторов. Но сумма всех индуктивностей и емкостей, входящих в оба типа фильтров, всегда должна быть при одном и том же числе звеньев одинаковой.

3. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Как мы указывали выше, точка частотной характеристики фильтра, в которой начинается подъем затухания, называется точкой среза. Расчет фильтра и состоит в определении значений индуктивности L_1 и емкости C_2, обеспечивающих получение этой точки среза при заданной граничной, критической частоте f_2. Кроме того, определяется и число звеньев, необходимое для получения нужной крутизны среза. Для фильтров нижних частот как Т-, так и П-образных значения емкостей (в *мкф*) и индуктивностей (в *гн*) для получения среза на заданной частоте f_2 определяются формулами

$$L_1 = \frac{R}{\pi f_2} = \frac{0{,}318R}{f_2} = \frac{2R}{\omega_2}; \qquad (1)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi f_2 R} = \frac{318\,000}{f_2 R} = \frac{2\cdot 10^6}{\omega_2 R}; \qquad (2)$$

$$\omega_2 = \frac{2\cdot 10^3}{\sqrt{L_1 C_2}} \qquad (3)$$

или

$$f_2 = \frac{1\,000}{\pi\sqrt{L_1C_2}} = \frac{318}{\sqrt{L_1C_2}}\ гц. \qquad (3')$$

Обозначения L_1 и C_2 соответствуют обозначениям на фиг. 13—18.

Входящая в приведенные выше формулы величина R представляет собой сопротивление нагрузки фильтра, т. е. сопротивление цепи, на которую включается фильтр. Как мы уже отмечали выше, теория фильтров предполагает, что вход и выход фильтра нагружены равными по величине активными сопротивлениями. Фильтр будет работать удовлетворительно только в том случае, если R равно характеристическому сопротивлению фильтра

$$\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}\ ом, \qquad (4)$$

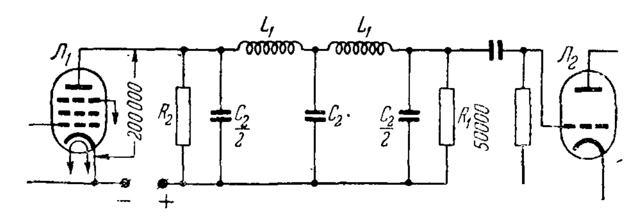
где L_1 выражено в *гн*, а C_2 — в *мкф*.

Это характеристическое сопротивление фильтра имеет активный характер и не зависит от числа его звеньев, а зависит только от соотношения составляющих фильтр индуктивностей и емкостей. Так как „нагрузка", имеющая характер реактивного сопротивления и не равная ρ, расстраивает работу фильтра, то задача расчета любого фильтра состоит не только в подборе соответствующих L_1 и C_2, определяющих частоту среза, но и согласования нагрузочного сопротивления фильтра с его характеристическим сопротивлением. Если известны сопротивление источника э. д. с., работающего на фильтр, и сопротивления входа фильтра и его нагрузки, то одно из них принимается за характеристическое сопротивление фильтра. Если известно только одно из этих сопротивлений, то оно принимается за характеристическое сопротивление фильтра, а остальные величины согласуются с ним. Как производится это согласование сопротивлений, видно из нижеследующего примера.

Пример расчета фильтра нижних частот

На сетку усилительной лампы $Л_1$ (фиг. 19) поступает напряжение, содержащее радио и звуковые частоты. Необходимо разделить эти частоты после лампы $Л_1$ и подать на сетку лампы $Л_2$ для усиления только низкой частоты. Задана частота среза $f_2 = 20\,000$ *гц* (предел звуковой слышимости). Внутреннее сопротивление R_i лампы равно 200 000 *ом*. Сопротивление связи R_1, которым заканчивается фильтр (нагрузочное сопротивление фильтра), равно 50 000 *ом*. Выбрать и рассчитать тип фильтра.

Допустим, что мы выбрали П-образный тип фильтра. Так как нагрузочное сопротивление фильтра $R_1 = 50\,000$ *ом*, то и сопротивление на входе фильтра также должно быть 50 000 *ом*. Так как на входе фильтра включена лампа $Л_1$ с внутренним сопротивлением $R_i = 200\,000$ *ом*,



Фиг. 19. Схема к примеру расчета фильтра нижних частот.

то, чтобы уменьшить это сопротивление до 50 000 *ом*, нужно параллельно лампе $Л_1$ включить сопротивление R_2, величина которого найдется из закона параллельного включения сопротивлений, т. е.

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2},$$

или

$$\frac{1}{50\,000} = \frac{1}{200\,000} + \frac{1}{R_2},$$

откуда

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{50\,000} - \frac{1}{200\,000} = \frac{3}{200\,000},$$

или

$$R_2 = \frac{200\,000}{3} = 66\,666 \text{ ом}.$$

После уравнивания входного и выходного сопротивлений можно определить по приведенным выше формулам и элементы самого фильтра, т. е. L_1 и C_2. Из формул (1) и (2) находим:

$$L_1 = \frac{0{,}318R}{f_2} = \frac{0{,}318 \cdot 50\,000}{20\,000} \approx 0{,}8 \text{ гн},$$

$$C_2 = \frac{318\,000}{f_2 R} = \frac{318\,000}{20\,000 \cdot 50\,000} = 0{,}00032 \text{ мкф}.$$

Проверим, чему равно характеристическое сопротивление фильтра. Согласно формуле (4) находим:

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000 \sqrt{\frac{0{,}8}{0{,}00032}} = 1\,000 \sqrt{\frac{80\,000}{32}} = 50\,000 \text{ ом}.$$

Так как характеристическое сопротивление фильтра равно входному и выходному сопротивлениям фильтра, то фильтр согласован с нагрузочным сопротивлением.

Емкости входного и оконечного конденсаторов должны быть равны $\frac{1}{2}C_2$, т. е. 0,00016 *мкф* каждая.

Чтобы практические фильтры возможно ближе совпадали с рассматриваемыми идеальными фильтрами с чисто реактивными элементами, все элементы, составляющие фильтры, должны обладать возможно меньшими потерями, возможно большей добротностью. Последнее достигается не только качеством самих элементов, но и их взаимным влиянием друг на друга и на соседние элементы, т. е. тщательным и продуманным монтажом фильтрующих устройств. Нужно отметить, что современное состояние технологии производства деталей электрических цепей вполне удовлетворительно решает задачу создания конденсаторов, очень близко подходящих под понятие идеальных, т. е. конденсаторов с малыми потерями (добротность Q_C достигает 1 000 и больше), и потому основным источником потерь в фильтрующих устройствах являются катушки индуктивности. Создание катушек индуктивности с малыми потерями при разумных габаритных размерах в настоящее время также достигло значительного успеха благодаря применению специальных конструкций для них и применению магнитодиэлектриков для их сердечников, дающих возможность изменять значения индуктивностей катушек в относительно широких пределах без внесения в них заметных потерь. Но все же в основном именно катушки индуктивности определяют добротность контура, которая практически редко превосходит $Q_L = 200-250$. Опыт показывает, однако, что когда Q_L катушки бывает уже порядка 20 и больше, влияние потерь приобретает второстепенное значение, и порядок расчета, опирающийся на представления о фильтре без потерь, практически вполне приемлем.

Приведенный расчет фильтра предполагает, что сопротивление нагрузки во всей полосе пропускания частот равно характеристическому сопротивлению фильтра. Такого идеального согласования на практике достигнуть очень трудно, но к нему нужно всячески стремиться, т. е. нагрузочные сопротивления должны выбирать не зависящими, по возможности, от частоты. Это в одинаковой мере относится и к элементам фильтра. Кроме того,

в случае катушек с магнитным сердечником индуктивность их не должна меняться от величины проходящего по ней тока; это достигается, как известно, введением в стальной сердечник воздушного зазора. Необходимо также катушки экранировать или так их расположить, чтобы была исключена возможность магнитной связи между ними. Что же касается самих величин L_1 и C_2, определенных по расчету, то практически не всегда возможно подобрать точно рассчитанные значения. Поэтому поступают следующим образом. Подбирают из имеющихся в продаже катушек и конденсаторов наиболее приближающиеся к расчетным значениям и пересчитывают фильтр на эти подобранные значения L_1 и C_2 и определяют, насколько велико получается расхождение между заданными условиями и результатами, полученными из пересчета. Если это расхождение невелико — порядка нескольких процентов, то можно примириться с несколько ухудшенными условиями работы фильтра. В противном случае необходимо изменить сопротивление связи и фильтр рассчитать заново.

Основное влияние потерь умеренной величины в фильтре проявляется в следующем:

1) в полосу пропускания вносится небольшое затухание;

2) в полосе непропускания, где затухание должно получаться бесконечно большим, оно получается конечной величины;

3) резкие переходы, получающиеся у граничных частот в идеальном фильтре, сглаживаются.

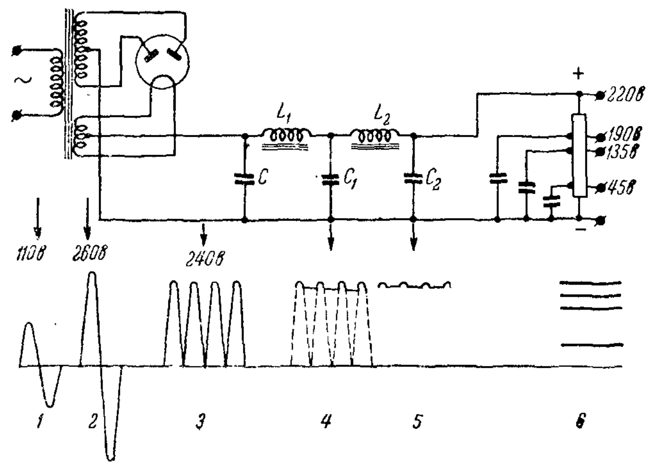
4. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ В ЦЕПИ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Из разнообразного применения фильтров нижних частот в различных областях электро- и радиотехники мы рассмотрим только применение их в выпрямителях.

Включаемый в цепь выхода выпрямителя фильтр для сглаживания пульсаций, по существу, является также фильтром нижних частот, так как он должен пропускать только ток нулевой частоты, т. е. постоянную составляющую выпрямленного тока, и задерживать все его переменные составляющие.

Работа выпрямителя с таким фильтром показана на фиг. 20. Переменное напряжение *1* сети подводится к трансформатору, вторичная обмотка которого повышает это напряжение до расчетной величины *2* и подает его на

аноды выпрямительных ламп. Проходящий при этом в анодной цепи ток имеет пульсирующий характер *3*. Если током такой формы питать радиоприемник, то в телефоне или в громкоговорителе будет слышен „фон"—тон с частотой пульсаций анодного тока выпрямителей (в схеме фиг. 20 наиболее сильно будет проявляться частота, равная двойной частоте тока, питающего первичную обмотку трансформатора). Чтобы уничтожить этот мешающий приему фон, к приемнику должна быть подведена только постоянная



Фиг. 20. Двухполупериодная выпрямительная схема с кенотроном, с конденсаторным входом, двухзвенным сглаживающим фильтром и стабилизующим сопротивлением.

составляющая выпрямленного тока, все же его переменные составляющие должны быть задержаны. Эту задачу может выполнить фильтр нижних частот. Постоянная составляющая будет проходить через индуктивности дросселя всегда в одном направлении, так как через емкости фильтра она пройти не может. Переменные же составляющие через индуктивности проходить не будут, так как они представляют для переменных токов достаточно большое сопротивление, а будут замыкаться через емкости, представляющие для них малое сопротивление (при надлежащих, конечно, их величинах). Для получения хорошо сглаженного выпрямленного тока достаточно применение двухзвенного фильтра.

Если взять, например, индуктивности порядка 20—30 *гн* каждая (для чего индуктивности должны быть со стальным сердечником) и емкости порядка 4—8 *мкф* каждая,

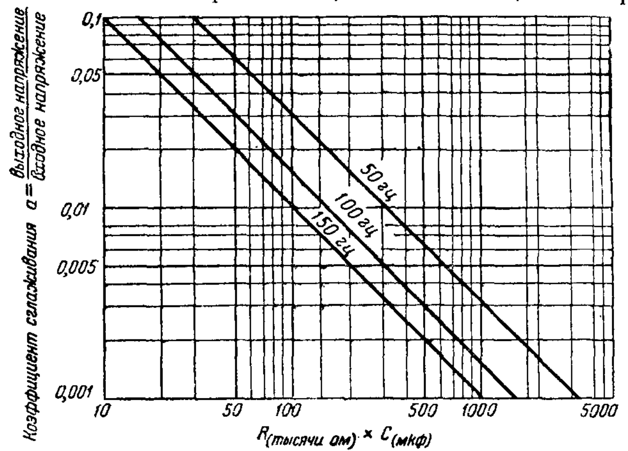
то частота среза такого фильтра получается порядка 30—20 *гц*, т. е. все частоты выше 30—20 *гц* таким фильтром пропускаться не будут, в частности, не будет проходить и наиболее мощная частота в 100 *гц* и практически все линейные шумы (при частоте питания 50 *гц*).

Вообще говоря, расчет сглаживающего фильтра даже в упрощенном виде — задача достаточно сложная, так как функции этого фильтра сводятся не только к фильтрации пульсаций напряжения. Конденсатор C, например, является в то же время и регулятором величины выпрямленного напряжения, так как во время зарядки он поглощает пульсации выпрямленного тока и отдает заряд обратно в линию в то время, когда напряжение на нем падает. Конденсатор C_1 является собственно конденсатором, поглощающим пульсации тока, хотя и ослабленные дросселем L_1, но все же через него просочившиеся. На третьем конденсаторе C_2 практически пульсаций нет и он всегда находится в полностью заряженном состоянии. Этот конденсатор играет роль как бы „резервуара тока“, поддерживающего всегда выходное напряжение фильтра постоянным, даже если потребляемый устройством, питаемым выпрямителем, ток почему-либо будет редко изменяться, например, во время резкого увеличения приходящих к приемнику сигналов (выкрики). Все эти обстоятельства должны учитываться при полном расчете фильтра.

Рассмотренный тип сглаживающего фильтра называется фильтром с конденсаторным входом. Но может применяться для целей сглаживания и фильтр с индуктивным входом (конденсатор C на фиг. 20 отсутствует). Сглаживающий фильтр с конденсаторным входом дает при прочих равных условиях выход постоянного тока с более высоким напряжением, чем фильтр с индуктивным входом (см. также стр. 25), но он требует, чтобы выпрямительная лампа могла безопасно пропускать большие пики тока, необходимые для зарядки конденсатора C. Следовательно, при данной лампе фильтр с конденсаторным входом может обеспечить вообще меньший нагрузочный ток без риска повреждения этой лампы. В тех случаях, когда такие пики тока могут оказаться вредными для выпрямительной лампы, как, например, для газотронов, сглаживающий фильтр должен начинаться с индуктивности. Поэтому в приемниках, всегда требующих для питания сравнительно небольшой ток, применяются фильтры с конденсаторным входом и в качестве выпрямительных ламп применяются

кенотроны. В передатчиках, которые требуют для питания больших токов, в качестве выпрямительных ламп применяются газотроны, а так как они боятся перегрузки (толчков тока), то в этом случае применяются сглаживающие фильтры с дроссельным входом.

Иногда в качестве сглаживающего фильтра в выпрямительных схемах применяется только один конденсатор C. Применение только одного такого конденсатора, шунтирующего выход выпрямителя, является целесообразным



Фиг. 21. График расчета элементов сглаживающего фильтра из сопротивления и емкости.

только лишь при малых нагрузках, например, для питания электронных осциллографов, где коэффициент сглаживания a напряжения может не превышать примерно 1%.

Величина емкости C в этом случае зависит от нагрузочного сопротивления R, включаемого параллельно конденсатору C, и от частоты этих пульсаций и может быть найдена либо приблизительно по формуле

$$C\,(мкф) = \frac{31{,}8 \cdot 10^6}{fRa}, \qquad (5)$$

где f — частота пульсаций выпрямленного тока, *гц*;

R — сопротивление нагрузки, *ом*;

a — коэффициент сглаживания пульсаций, %,

либо из графика фиг. 21, на которой линия, обозначенная 50 *гц*, относится к полупериодному выпрямлению, линия, обозначенная 100 *гц* — к двухполупериодному выпрямле-

нию, и линия 150 *гц* — к трехфазному выпрямлению. Найденное по графику значение емкости **нужно увеличить** в 2 раза. Пользование графиком пояснено нижеследующим примером.

Пример. Двухполупериодный выпрямитель дает постоянное напряжение 300 *в* при выпрямленном токе 5 *ма*. Коэффициент сглаживания пульсаций $a = 1\%$ ($a = 0{,}01$). Найти необходимую емкость C фильтра. Определяем нагрузочное сопротивление

$$R = \frac{300}{5 \cdot 10^{-3}} = 60 \cdot 10^3 \text{ ом.}$$

По графику находим, что двухполупериодному выпрямлению (100 *гц*) при $a = 0{,}01$ произведение R (тыс.) $\cdot$ C (*мкф*) $= 160$, откуда

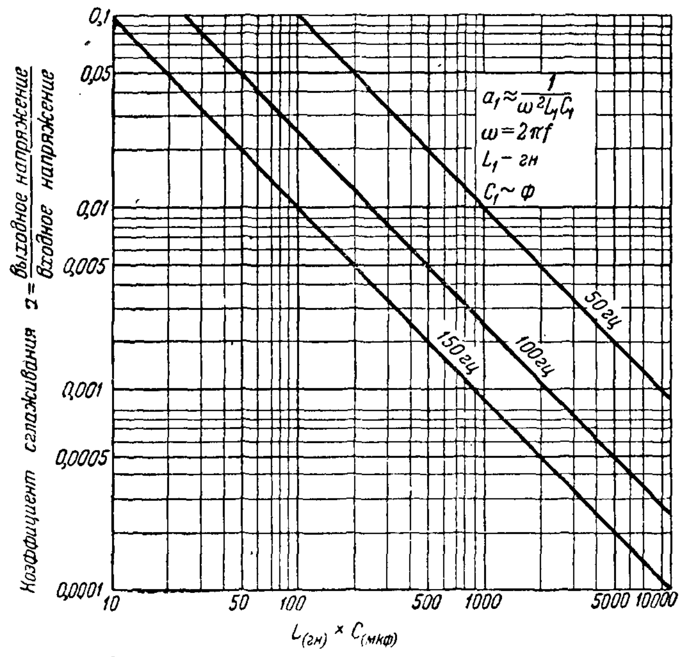
$$C = \frac{160}{60} = 2{,}7 \text{ мкф.}$$

Следовательно, необходимая в нашем случае емкость равна $2 \cdot 2{,}7 = 5{,}4$ *мкф* или, практически, 5 *мкф*.

В случае сглаживающего фильтра с индуктивным входом для определения необходимых значений L и C можно пользоваться графиком фиг. 22, аналогичным графику фиг. 21. В случае однозвенного сглаживающего фильтра график фиг. 22 дает непосредственно произведение LC (соответствующее произведению из L_1C_1 фиг. 20) для данного коэффициента сглаживания a. Если же фильтр двухзвенный, как показано на фиг. 20, то для каждого звена находят отдельные значения произведений для данных коэффициентов сглаживания каждого фильтра (a_1 для L_1C_1 и a_2 для L_2C_2), и результирующий коэффициент сглаживания a равен произведению из a_1 и a_2, т. е. $a = a_1a_2$. Если звенья одинаковы, то очевидно, что $a = a_1^2$.

В радиолюбительской практике в настоящее время применяется обычно двухполупериодное выпрямление (кенотроны с двумя анодами, например 5Ц4С, так что для расчета сглаживающего фильтра нужно пользоваться прямой, обозначенной на графике фиг. 22 100 *гц*. Фон практически не будет прослушиваться на выходе приемника, если результирующий коэффициент сглаживания a лежит в пределах 0,0005 — 0,0001 (0,05—0,01 %). Если принять даже $a = 0{,}05\%$, то из графика фиг. 22 следует, что в случае одного звена фильтра произведение LC (при 100 *гц*) должно быть порядка 5 000, при двухзвенном же фильтре, как это обычно на практике и применяется, из

одинаковых звеньев произведение из LC каждого фильтра должно составлять лишь около 110. Это видно из того, что коэффициент сглаживания каждого звена должен в этом случае равняться $a_1 = \sqrt{a} = \sqrt{0{,}0005} \approx 0{,}023$, чему и соответствует произведение $LC \approx 110$. Отсюда следует, что для получения хорошего сглаживания при одном звене потребуются слишком большие и, следовательно,



Фиг. 22. График расчета элементов сглаживающего фильтра из индуктивности и емкости.

дорогие и неэкономичные индуктивности и емкости, в то время как при двухзвенном фильтре это достигается сравнительно легко.

Приведенный метод расчета применим и к фильтрам с конденсаторным входом, если за пульсации на входе фильтра принять пульсацию на конденсаторе C фиг. 20. Эти пульсации обычно не превосходят — при наличии последующей Г-образной фильтрации—5—15% и могут быть определены приближенной формулой

$$a\,\% \approx \frac{25 \cdot 10^6}{fRC}, \tag{6}$$

где f — частота пульсаций, *гц*;
R — сопротивление нагрузки, *ом*;
C — емкость, *мкф*.

Из предыдущих рассуждений как будто следует, что сглаживающее действие фильтра зависит только от произведения LC, безразлично, каковы значения в отдельности будут для L и C. Но это не совсем так. Имеется в каждом отдельном случае минимальное значение L_1 (индуктивности первого звена), ниже которого итти нельзя. Назначение индуктивности — поддерживать в цепи фильтра ток, когда выпрямительная лампа тока не пропускает. Если L_1 слишком мало, то конденсатор будет полностью разряжаться в полупериоды разряда, требуемые от лампы пики тока для новой зарядки конденсатора будут велики и напряжение на нагрузочном сопротивлении будет сильно меняться.

Расчет показывает, что минимальное или критическое значение индуктивности первого звена фильтра при однополупериодном выпрямлении равно

$$L_{1\,кр} \approx \frac{R_э}{23},$$

а при двухполупериодном выпрямлении

$$L_{1\,кр} \approx \frac{R_э}{940}.$$

Здесь $R_э$ — сопротивление эффективной нагрузки выпрямителя, состоящее из полезного нагрузочного сопротивления $R_н$, равного частному от деления напряжения на выходе фильтра на ток в нагрузочном сопротивлении, сопротивления $R_{др}$ дросселя, сопротивления $R_{тр}$ трансформатора выпрямителя и сопротивления R_i самого выпрямительного элемента. Все эти величины зависят от мощности выпрямительной установки и в каждом отдельном случае могут быть подсчитаны. Для радиолюбительской практики в среднем можно принять $L_{1\,кр}$ равным примерно 8—10 *гн*. На практике берут $L_{1\,кр}$ фильтра порядка 20—30 *гн*, а отсюда уже определяется и емкость звена фильтра как частное от деления произведения LC на L. Обычно емкости в каждом звене фильтра составляют 4—8 *мкф*, что обеспечивает при двухзвенном фильтре результирующий коэффициент сглаживания порядка 0,04%.

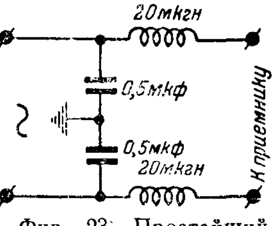
В качестве одного из дросселей сглаживающего фильтра может быть использована подмагничивающая катушка электродинамического громкоговорителя, но по целому ряду причин эта катушка работает в качестве дросселя менее удовлетворительно и даже может послужить, если не принять соответствующих мер, причиной появления добавочного фона.

Наконец, работу выпрямителя можно еще дальше улучшить, если его включить не непосредственно, скажем, на приемник, а на добавочное нагрузочное сопротивление R (фиг. 20), которое еще больше стабилизирует напряжение на выходе фильтра при разных нагрузках, предупреждает появление перенапряжений на конденсаторах фильтра при включении его на небольшую нагрузку и, кроме того, оно может служить делителем напряжения для подачи его на разные цепи приемника, не потребляющие больших токов (экранирующие сетки и т. п.). Кроме того, это сопротивление будет разряжать конденсаторы фильтра при выключении приемника. Величина сопротивления должна быть достаточно большой, чтобы создаваемая им дополнительная нагрузка на выпрямитель составляла не больше 5—10% от тока, потребляемого всем приемником. Практически оно берется в пределха 100 000—500 000 *ом*.

Чтобы при использовании этого сопротивления в качестве делителя напряжения для питания разных цепей одного и того же приемника избежать вредного взаимодействия между этими цепями, каждый участок сопротивления должен быть шунтирован достаточно большой емкостью (порядка нескольких микрофарад в случае низких частот и порядка нескольких десятых микрофарады в случае высоких частот). Эти емкости, помимо того, что они способствуют дальнейшей стабилизации и фильтрации выпрямленного напряжения, образуют вместе с шунтируемыми ими сопротивлениями так называемые развязывающие фильтры.

Необходимо отметить, что рассчитанный правильно сглаживающий фильтр может не дать желаемых результатов, если его неправильно смонтировать. Если, например, дроссели фильтра включить в минусовый провод выпрямленного напряжения и этот провод заземлить (последнее обычно и делается), то пульсация выпрямленного напряжения может пройти к нагрузочному сопротивлению помимо дросселей через емкость между вторичной обмоткой трансформатора выпрямителя и землей,

в результате чего на нагрузочном сопротивлении появится фон. Поэтому дроссели рекомендуется включать только в положительный провод выпрямленного напряжения. Далее, необходимо так располагать в установке дроссели и силовой трансформатор, чтобы свести к минимуму их взаимную связь, вызываемую их магнитными потоками. Обычно наилучшее расположение деталей выпрямителя определяется опытным путем.

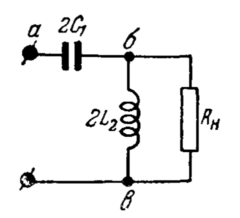


Фиг. 23. Простейший фильтр промышленных помех.

В заключение изложения фильтров нижних частот укажем, что они применяются в качестве устройств, заглушающих помехи от различных посторонних шумов электрического происхождения (промышленных помех). Одна из эффективных схем подобного рода приведена на фиг. 23, и действие ее не требует пояснений. Фильтры низких частот находят применение и в ламповых радиопередатчиках, где они не должны допускать в цепь антенны высших гармонических тока, вырабатываемого ламповым генератором. В силу еще некоторых дополнительных функций, выполняемых такими фильтрами („промежуточными контурами"), их расчет несколько отличен от изложенного выше. Но все разнообразные применения фильтров нижних частот и их расчеты не могут быть здесь приведены.

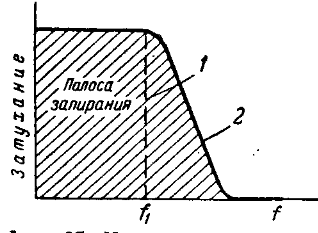
5. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтры верхних частот предназначаются для пропускания токов всех частот, лежащих выше определенной, заранее намеченной частоты — частоты среза или граничной частоты, и в то же время они должны задерживать, срезать все частоты, лежащие ниже частоты среза. Схема простейшего Г-образного фильтра верхних частот представлена на фиг. 24. Проходящие через цепь, в которую включен фильтр, токи верхних частот встречают во включенной в нее емкости $2C_1$ сравнительно меньшее сопротивление, чем сопротивление, которое представляет для них включенная параллельно в линию индуктивность $2L_2$.



Фиг. 24. Г-образный фильтр верхних частот, включенный на нагрузку $R_н$.

Следовательно, в эту цепь они будут ответвляться лишь в незначительной степени и в значительно большей степени пройдут через нагрузочное сопротивление $R_н$ фильтра. Что же касается нижних частот, то здесь явления протекают в обратном порядке: емкость $2C_1$, если она выбрана надлежащей величины, представляет для них очень большое сопротивление, и она поэтому их будет задерживать. Индуктивность же для нижних частот представляет очень небольшое сопротивление и поэтому все же прошедшие через $2C_1$ низкие частоты будут ею замыкаться. Само собой понятно, что шунтирующее действие индуктивности $2L_2$ на токи верхних частот будет зависеть не только от величины ее сопротивления для тех или иных частот, но и от соотношения между величинами этого сопротивления и сопротивления нагрузки $R_н$, включенного параллельно $2L_2$. Чем меньше индуктивное сопротивление X_L индуктивности для данных частот, тем большая часть тока этих частот будет ответвляться в индуктивность и тем меньшая часть их будет поступать в нагрузочное сопротивление, и наоборот. Поэтому и в случае фильтра верхних частот, как и в случае фильтра низких частот, величины C_1 и L_2 фильтра должны быть согласованы с нагрузочным сопротивлением $R_н$ фильтра.

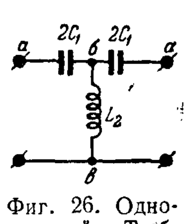


Фиг. 25. Частотная характеристика фильтра верхних частот.

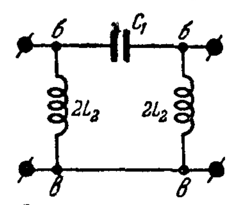
1—идеальный фильтр; 2—реальный фильтр.

Частотная характеристика фильтра верхних частот приведена на фиг. 25. Как и в случае фильтров нижних частот, заштрихованная площадь на фигуре соответствует полосе задерживаемых фильтром частот. Из характеристики видно, что для всех частот, начиная с нулевой и до частоты среза f_1, затухание их имеет определенное значение, а начиная с частоты среза, оно в случае идеального фильтра сразу спадает до нуля, пропуская свободно все частоты, лежащие выше f_1. В реальном фильтре верхних частот это затухание спадает постепенно, и скорость этого спада зависит от потерь в фильтре и числа его звеньев, как и в случае фильтров нижних частот. Чем меньше добротность элементов фильтра, тем менее резко проявляется граница между полосой прозрачности фильтра и полосой задерживания,

Как и в случае фильтров нижних частот, большее распространение получили симметричные схемы фильтров верхних частот Т-образного и П-образного типов. Если к Г-образному фильтру (фиг. 24) подключить второй такой же фильтр так, чтобы совместить их аналогичные точки *в* и *б*, то получим Т-образную схему фильтра верхних частот (фиг. 26), где индуктивность L_2 представляет собой сумму двух параллельно включенных одинаковых по величине индуктивностей $2L_2$ каждая. Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их аналогичные точки *а*, то получим схему П-образного фильтра верхних частот (фиг. 27), где C_1 представляет



Фиг. 26. Однозвенный Т-образный фильтр верхних частот.

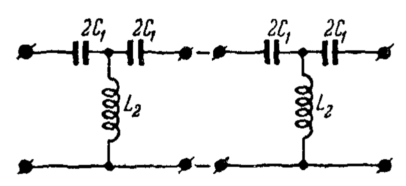


Фиг. 27. Однозвенный П-образный фильтр верхних частот.

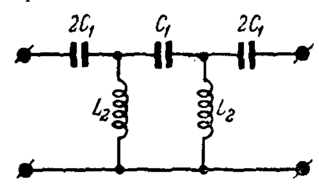
собой сумму двух последовательно включенных одинаковых по величине емкостей $2C_1$ каждая. Работа П-образного фильтра верхних частот аналогична работе Т-образного фильтра этих же частот, и разница между этими фильтрами заключается только в том, что П-образный тип фильтра имеет на входе и выходе индуктивности, а Т-образный тип — емкости. Полные значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах остаются одними и теми же.

Рассмотренные схемы фильтров верхних частот не обеспечивают достаточной крутизны среза или достаточно быстрого спада затухания после граничной частоты, хотя каждый из них действует в отношении фильтрации значительно лучше, чем если бы цепь состояла только из емкостей или индуктивностей. Как и в случае фильтров нижних частот, крутизна среза зависит не только от потерь, но и от числа звеньев фильтра. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра при прочих равных условиях. Обычно два звена удовлетворяют предъявляемым к фильтрам верхних частот требованиям. Двухзвенный фильтр можно получить, включив последовательно или два Т-образных или два П-образных звена фильтров,

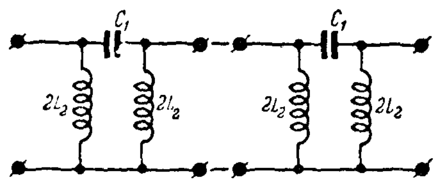
конечно, если характеристики их одинаковы. В первом случае (фиг. 28) внутренние емкости, включенные последовательно друг с другом, можно заменить одной результирующей емкостью C_1 и в результате получить практическую схему двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот (фиг. 29). Добавляя таким же образом третье звено, составляется трехзвенный фильтр и т. д., нужно только помнить, что конечные емкости Т-образного многозвенного



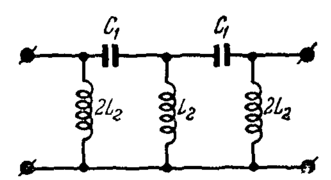
Фиг. 28. Последовательное включение двух звеньев Т-образного фильтра верхних частот.



Фиг. 29. Практическая схема двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот.



Фиг. 30. Последовательное включение двух звеньев П-образного фильтра верхних частот.



Фиг. 31. Практическая схема двухзвенного П-образного фильтра верхних частот.

фильтра верхних частот всегда в два раза больше его серединных емкостей. Во втором случае (фиг. 30) индуктивности внутри фильтра, включенные друг относительно друга параллельно, можно заменить одной результирующей индуктивностью L_2 и получить практическую схему двухзвенного П-образного фильтра верхних частот (фиг. 31). Аналогичным образом можно составить П-образный фильтр верхних частот из любого числа звеньев, помня, что конечные индуктивности многозвенного фильтра всегда в два раза больше его серединных индуктивностей.

Все, что было сказано выше относительно влияния потерь в фильтре нижних частот на их характеристику, в одинаковой мере относится и к фильтрам верхних частот. При отсутствии потерь оба типа фильтров обладают одинаковым фильтрующим действием. Наличие потерь как бы округляет характеристику фильтра, делая все процессы

в нем более плавными, и результирующее затухание многозвенного фильтра не будет пропорционально числу звеньев, а растет медленнее их числа. Но какой бы тип фильтров ни применялся, сумма всех емкостей и индуктивностей, входящих в фильтр, при одном и том же числе звеньев остается одинаковой.

6. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Как и в случае фильтров нижних частот, расчет фильтров верхних частот заключается в определении точки среза или граничной частоты, которая зависит от значений емкостей и индуктивностей, составляющих звено данного фильтра. Необходимые значения C_1 и L_2 как для Т-образных, так и П-образных фильтров для получения заданной частоты срезы f_1 определяются следующими формулами:

$$L_2 = \frac{R}{4\pi f_1} = \frac{0{,}0796R}{f_1} = \frac{R}{2\omega_1}; \quad (7)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi f_1 R} = \frac{79\,600}{f_1 R} = \frac{5 \cdot 10^5}{\omega_1 R}; \quad (8)$$

$$\omega_1 = \frac{500}{\sqrt{L_2 C_1}}, \quad (9)$$

или

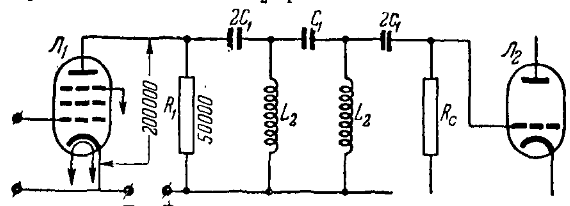
$$f_1 = \frac{79{,}6}{\sqrt{L_2 C_1}}, \quad (9')$$

где L_2 — *гн*;
C_1 — *мкф*;
f_1 — *гц*;
R — *ом*.

Что касается величины R, то она является сопротивлением нагрузки фильтра. Как и в случае фильтра нижних частот, оно должно быть равно характеристическому сопротивлению фильтра $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом* (L_2—*гн*, C_1—*мкф*). Если R не равно ρ, то, чтобы избежать расстройки фильтра, R должно быть согласовано с ρ. Равно и входное сопротивление фильтра также должно быть равно ρ или согласовано с ним. В обоих случаях R должно носить характер активного сопротивления.

В качестве иллюстрации пользования приведенными выше формулами рассчитаем фильтр, предназначенный для пропускания верхних и задержания нижних частот.

Пример. Между двумя лампами усилителя высокой частоты включен фильтр верхних частот (фиг. 32). К лампе $Л_1$ подводятся колебания, содержащие и верхние и нижиие частоты. Верхний предел иижних частот, подлежащих срезу, равен 20 000 *гц*. Внутрениее сопротивление R_i лампы $Л_1$ равно 200 000 *ом*. Сопротивление связи в анодной цепи равно $R_1 = 50\,000$ *ом* и включено на вход фильтра Входное сопротивление лампы $Л_2$ предполагается бесконечно большим



Фиг. 32. Схема к примеру расчета фильтра верхних частот.

Так как сопротивления R_1 и R_i включены друг другу параллельно, то результирующее их сопротивление R_0, являющееся в то же время и входным сопротивлением фильтра, определяется из соотношения

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_i} = \frac{1}{50\,000} + \frac{1}{200\,000} = \frac{1}{40\,000},$$

откуда

$$R_0 = 40\,000 \text{ ом}.$$

Следовательно, чтобы характеристика фильтра не искажалась, и характеристическое сопротивление фильтра и сопротивлеиие нагрузки (в данном случае $R_н = R_c$) фильтра также должны быть равными приблизительно R_0. Тогда на основании формул расчета фильтров верхиих частот находим:

$$L_2 = \frac{0{,}0796\,R}{f_1} = \frac{0{,}0796 \cdot 40\,000}{20\,000} \approx 0{,}16 \text{ гн};$$

$$C_1 = \frac{79\,600}{f_1 R} = \frac{79\,600}{20\,000 \cdot 40\,000} \approx 0{,}0001 \text{ мкф};$$

$$f_1 = \frac{79{,}6}{\sqrt{L_2 C_1}} = \frac{79{,}6}{\sqrt{0{,}16 \cdot 0{,}0001}} = 20\,000 \text{ гц};$$

$$\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = 1\,000\sqrt{\frac{0{,}16}{0{,}0001}} = 40\,000 \text{ ом}.$$

Фильтр состоит из двух Т-образных звеньев, следовательно, его внешние конденсаторы должны обладать емкостью каждый по $2 \cdot 0{,}0001 = 0{,}0002$ *мкф*.

Если получившихся из расчета L_2 и C_1 под рукой не имеется, то нужно взять наиболее близко подходящие

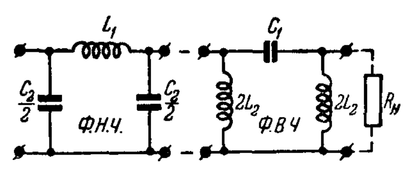
к расчетным значения или составить комбинацию из имеющихся емкостей и индуктивностей, чтобы эта комбинация дала близкие к расчетным значения, и затем подсчитать, как велика получается разница между первым и вторым расчетами. Если эта разница получится большой, то необходимо изменить условия работы фильтра или изготовить специальные конденсаторы и катушки.

Необходимо помнить, что добротность деталей фильтра должна быть возможно высокой, так как малое Q ухудшает характеристику фильтра. При монтаже необходимо избегать связей между катушками. Катушки в фильтрах верхних частот делаются обычно без магнитных сердечников или с сердечниками из специального высокочастотного магнитного сплава.

Как на одно из применений фильтров верхних частот можно указать, например, на применение их в усилителях низких частот и электродинамических громкоговорителях радиоприемников для подавления фона в 50 или 100 *гц* и в то же время для обеспечения прохождения через них всех более высоких частот.

7. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

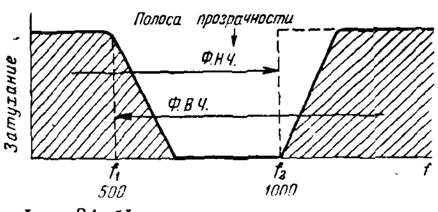
Пусть имеются два фильтра: один фильтр нижних частот с частотой среза f_2, скажем, 1 000 *гц*, другой фильтр—фильтр верхних частот с частотой среза f_1, скажем, 500 *гц*. Оба фильтра обладают одинаковыми характеристическими сопротивлениями. Включим эти два фильтра последовательно друг с другом, как это показано на фиг. 33, и подключим на выходе нагрузочное сопротивление $R_н$, равное характеристическому сопротивлению фильтров. В чем проявится работа такой комбинации фильтров? На основании того, что нам



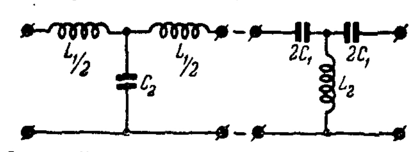
Фиг. 33. Последовательное включение П-образных фильтров нижних и верхних частот; характеристики фильтров одинаковы.

известно уже о работе фильтров верхних и нижних частот, нетрудно сообразить, что составленная нами комбинация фильтров: 1) не пропустит к нагрузочному сопротивлению частоты ниже 500 *гц* — их не пропустит фильтр верхних частот, и 2) не пропустит к нагрузочному сопротивлению

частоты выше 1 000 *гц* — их не пропустит фильтр нижних частот. Другими словами, все частоты, поступающие в нагрузочное сопротивление, будут заключены между 500 и 1 000 *гц* (фиг. 34). Поэтому такая комбинация фильтров носит название **полосового фильтра**, так как она пропускает к выходу только узкую полоску некоторых заранее намеченных частот или, как говорят, обладает определенной **полосой прозрачности**. Изображенная на фиг. 33 схема полосового фильтра состоит из двух звеньев однозвенных П-образных фильтров верхних и нижних частот. Но аналогичным образом можно получить полосовой фильтр, соединив последовательно два звена однозвенных фильтров Т-образного типа фильтров верхних и нижних частот, как это показано на фиг. 35, и такой полосовой фильтр будет обладать такой же характеристикой, как и фильтр схемы фиг. 33.

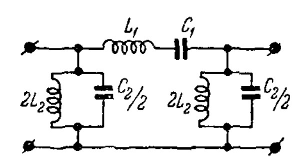


Фиг. 34. Частотная характеристика полосового фильтра.

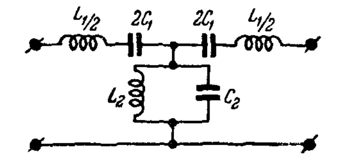


Фиг. 35. Последовательное включение Т-образных фильтров нижних и верхних частот; характеристики фильтров одинаковы.

Такими схемами полосовых фильтров, как они представлены на фиг. 33 и 35, на практике не пользуются.



Фиг. 36. Схема однозвенного П-образного полосового фильтра.

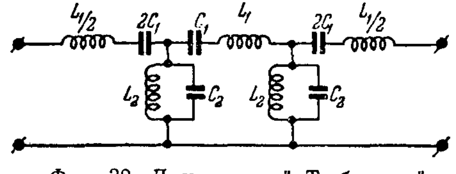


Фиг. 37. Схема однозвенного Т-образного полосового фильтра.

Обычно входящие в схемы фиг. 33 и 35 элементы фильтров комбинируют так, чтобы получить однозвенные симметричные полосовые фильтры. Практически применяемые схемы полосовых фильтров изображены: на фиг. 36 однозвенный П-образный полосовой фильтр и на фиг. 37 — однозвенный Т-образный полосовой фильтр. Сравнивая эти практические

схемы полосовых фильтров с теоретическими (фиг. 33 и 35), нетрудно сообразить, как из последних получаются первые.

Работа именно таким образом составленных полосовых фильтров станет совершенно понятной, если вспомнить, как ведут себя в цепи переменного тока последовательно и параллельно включенные друг относительно друга емкости и индуктивности. Обращаясь, например, к схеме фиг. 36, мы видим, что элементы L_1 и C_1 фильтра включены последовательно друг с другом. А нам известно, что такой контур можно настроить на резонанс напряжений и тогда для резонансной и близких к ней частот он будет представлять очень малое сопротивление, а для частот, лежащих по ту и другую сторону от резонанса, он представляет уже значительное сопротивление. Другими словами, такой контур будет пропускать почти без ослабления определенную полосу частот. Контур же, включенный между проводами линий и состоящий из включенных параллельно друг другу элементов $2L_2$ и $C_2/2$, если его настроить на ту же резонансную частоту, что и контур L_1 и C_1, будет представлять для этой частоты и близких к ней очень большое сопротивление. Следовательно, в этот контур эти частоты проходить не будут. Частоты же, лежащие дальше резонансной частоты контуров, если и пройдут частично через контур L_1 и C_1, то замкнутся через контур $2L_2$ и $C_2/2$, который для них представляет малое сопротивление. Такое объединение фильтрующих свойств отдельных колебательных контуров в одну схему дает более резко выраженное фильтрующее действие.



Фиг. 38. Двухзвенный Т-образный полосовой фильтр.

Так как полосовые фильтры представляют собой комбинацию из фильтров верхних и нижних частот, то все, что было сказано о влиянии на их характеристики активных сопротивлений, в полной мере относится и к полосовым фильтрам. Как и в случае фильтров верхних и нижних частот, фильтрующее действие их можно улучшить, если собрать схему многозвенного фильтра, закон составления которого тот же, что и в случае фильтров верхних и нижних частот, т. е. отдельные звенья должны обладать одинаковыми характеристическими сопротивлениями.

В качестве примера на фиг. 38 приведена схема двухзвенного Т-образного полосового фильтра. Аналогичным образом может быть составлена и схема двухзвенного П-образного полосового фильтра, что предлагается сделать в качестве упражнения самому читателю.

8. РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

При расчете полосовых фильтров обычно известно три величины: сопротивления, на которые фильтр нагружен (сопротивления на входе и выходе фильтра), верхняя f_2 и нижняя f_1 частоты среза, и по этим данным величинам находят соответствующие значения индуктивностей и емкостей. Придерживаясь обозначений на приведенных выше схемах полосовых фильтров, расчетные формулы полосовых фильтров можно представить в виде:

$$L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0{,}318R}{f_2 - f_1}; \qquad (10)$$

$$C_1 = \frac{(f_2 - f_1)\cdot 10^6}{4\pi f_1 f_2 R} = \frac{79\,600(f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R}; \qquad (11)$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1)R}{4\pi f_1 f_2} = \frac{0{,}0796\,(f_2 - f_1)\,R}{f_1 f_2}; \qquad (12)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1)R}. \qquad (13)$$

Резонансная частота контуров, составляющих звено, равна среднему геометрическому из частот среза фильтра, т. е.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{159}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{159}{\sqrt{L_2 C_2}}\ гц. \qquad (14)$$

Здесь L_1 и L_2 выражены в *гн*, C_1 и C_2 — в *мкф*, R — в *ом* — сопротивление, на которое нагружен фильтр. Как и в случае фильтров верхних и нижних частот, R должно носить активный характер и должно быть равно характеристическому сопротивлению полосового фильтра $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом*, если желательно обеспечить нормальные условия работы фильтра. Этому же значению должно быть равно и сопротивление на входе фильтра. Если фильтр работает на линию, то сопротивление R приравнивается сопротивлению линии на частоте f_0, т. е. резо-

нансной частоте контуров, образующих звенья фильтра.

Покажем на примере, как пользоваться вышеприведенными формулами.

Пример. Определить элементы полосового фильтра, работающего на двухпроводную стальную линию и пропускающего спектр частот от $f_1 = 100$ *гц* до $f_2 = 4\,000$ *гц*.

Найдем среднюю геометрическую частоту f_0 из пропускаемых фильтром частот:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{100 \cdot 4\,000} = 653 \text{ гц}.$$

Характеристическое сопротивление стальной линии (диаметр проводов 3 *мм*) при $f_0 = 635$ *гц* равно $R \approx 2\,000$ *ом*. Пользуясь приведенными выше формулами для полосового фильтра, найдем:

$$L_1 = \frac{0{,}318\,R}{f_2 - f_1} = \frac{0{,}318 \cdot 2\,000}{4\,000 - 100} \approx 0{,}16 \text{ гн};$$

$$C_1 = \frac{79\,600\,(f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R} = \frac{79\,600\,(4\,000 - 100)}{4\,000 \cdot 100 \cdot 2\,000} \approx 0{,}39 \text{ мкф};$$

$$L_2 = \frac{0{,}0796\,(f_2 - f_1)\,R}{f_1 f_2} = \frac{0{,}0796\,(4\,000 - 100) \cdot 2\,000}{4\,000 \cdot 1\,000} \approx 1{,}56 \text{ гн};$$

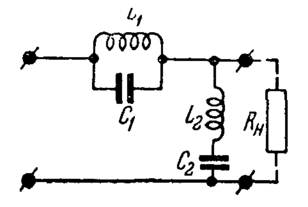
$$C_2 = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1)\,R} = \frac{318\,000}{(4\,000 - 100) \cdot 2\,000} \approx 0{,}04 \text{ мкф}.$$

Если фильтр П-образный, то последовательный контур будет состоять из элементов $L_1 = 0{,}16$ *гн* и $C_1 = 0{,}4$ *мкф*, а параллельный контур из элементов $2L_2 \approx 3{,}0$ *гн* и $\frac{C_2}{2} \approx 0{,}02$ *мкф*.

9. ЗАГРАЖДАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Заграждающие фильтры предназначаются для подавления токов определенной постоянной полосы частот, ограниченной верхней и нижней частотами среза. Соответственно с этим заграждающие фильтры должны пропускать токи всех частот, лежащих выше и ниже полосы подавления. Отсюда следует, что эти фильтры по своему назначению в точности противоположны назначению фильтров полосовых. А на основании сказанного выше относительно полосовых фильтров нетрудно сообразить, что заграждающие фильтры можно получить из полосовых, поменяв в них местами их контуры, т. е. запирающий данную полосу частот контур (параллельный) нужно включить в линию последовательно, а последовательный контур, пропускающий эту же полосу частот, нужно включить параллельно

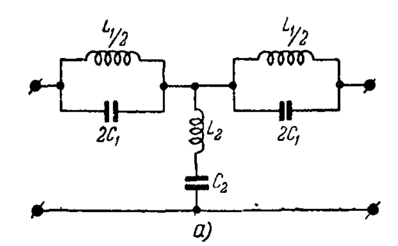
между проводами. Это настолько ясно, что дальнейших пояснений не требует, и мы без труда сможем начертить схему заграждающего фильтра (фиг. 39), характеристика которого изображена на фиг. 40. На практике больше

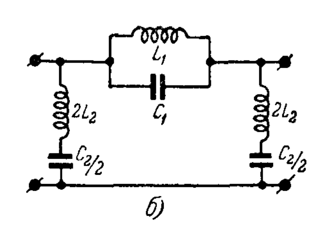


Фиг. 39. Г-образный заграждающий фильтр, включенный на нагрузку $R_н$.



Фиг. 40. Частотная характеристика заграждающего фильтра.





Фиг. 41. Т-образный (*а*) и П-образный (*б*) однозвенные заграждающие фильтры.

применяются симметричные заграждающие фильтры как Т-образного, так и П-образного типов, которые легко получаются из приведенного Г-образного фильтра на фиг. 39 и которые изображены на фиг. 41, *а* и *б* соответственно. Обе эти схемы составляются так, чтобы общие индуктивность и емкость как последовательного, так и параллельного контуров оставались одними и теми же.

10. РАСЧЕТ ЗАГРАЖДАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Расчетные формулы для заграждающих фильтров типов, приведенных на фиг. 41, имеют следующий вид:

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1)R}{\pi f_2 f_1} = \frac{0,318(f_2 - f_1)R}{f_1 f_2}; \quad (15)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{79\,600}{(f_2 - f_1)R}; \quad (16)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0,0796}{f_2 - f_1}; \quad (17)$$

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1) \cdot 10^6}{\pi f_2 f_1 R} = \frac{318\,000\,(f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R}; \qquad (18)$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{159}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{159}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ гц}; \qquad (19)$$

f_0 — резонансная частота контуров, образующих звено фильтра.

Здесь L_1 и L_2 выражены в *гн*, C_1 и C_2 — в *мкф*, R — сопротивление (в *ом*), на которое нагружается фильтр. Оно должно носить активный характер и должно быть равно характеристическому сопротивлению фильтра $\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000 \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом*.

Пример. Определить элементы заграждающего фильтра, который должен задерживать полосу частот в интервале $f_1 = 500$ *гц* и $f_2 = 2\,500$ *гц*. Нагрузочное сопротивление фильтра $R = 2\,000$ *ом*.

Индуктивность L_1 звена фильтра (формула 15)

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1) R}{\pi f_2 f_1} = \frac{0,318\,(2\,500 - 500)\,200}{2\,500 \cdot 500} \approx 1 \text{ гн}.$$

Емкость C_1 звена фильтра (формула 16)

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi (f_2 - f_1) R} = \frac{79\,600}{(2\,500 - 500)\,2\,000} \approx 0,02 \text{ мкф}$$

Индуктивность L_2 звена фильтра (формула 17)

$$L_2 = \frac{R}{4\pi (f_2 - f_1)} = \frac{0,0796 \cdot 2\,000}{2\,500 - 500} \approx 0,08 \text{ гн}.$$

Емкость C_2 звена фильтра (формула 18)

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1) \cdot 10^6}{\pi f_1 f_2 R} = \frac{318\,000\,(2\,500 - 500)}{2\,500 \cdot 500 \cdot 2\,000} \approx 0,25 \text{ мкф}.$$

При П-образной схеме фильтра (фиг. 41,*б*) его элементами должны быть: одна катушка индуктивности $L_1 = 1$ *гн* и один конденсатор емкостью $C_1 = 0,02$ *мкф* в последовательной ветви и две индуктивности L_2 по 0,08 *гн* и один конденсатор $C_2/2$ емкостью 0,125 *мкф* в каждой параллельной ветви.

Все, что было сказано о влиянии на характеристику полосового фильтра его потерь, в равной мере относится и к заграждающему фильтру. Как полосовой фильтр, так и заграждающий могут быть для увеличения эффективности его фильтрующего действия взяты многозвенными.

11. ОБЩЕЕ ПОНЯТИЕ О ФИЛЬТРАХ ТИПА k И m И СЛОЖНЫХ ФИЛЬТРАХ

Рассмотренные выше простейшие фильтры являются основными из большого разнообразия электрических фильтров и носят название фильтров типа k. Основными их свойствами являются следующие.

1. Если обозначить реактивное сопротивление последовательной ветви звена через Z_1, а параллельной ветви — через Z_2, то для всех этих фильтров произведение Z_1Z_2 — величина постоянная и равна квадрату характеристического сопротивления фильтра. Например, для фильтра верхних частот имеем:

$$Z_1 = \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = \omega L_2$$

и произведение

$$Z_1Z_2 = \frac{L_2}{C_1} = \rho^2;$$

для полосового фильтра имеем:

$$Z_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}; \quad Z_2 = \frac{1}{\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2}}$$

и произведение:

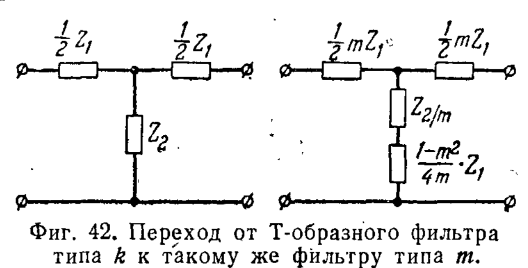
$$Z_1Z_2 = \frac{L_2}{C_1} = \rho^2 \text{ и т. д.}$$

2. Характеристическое сопротивление носит (в полосе пропускания) достаточно непостоянный характер и потому говорить о полной согласованности его с сопротивлением нагрузки не приходится. Отсюда вытекает как следствие и не всегда удовлетворительная работа фильтра.

Поэтому часто применяются фильтры типа m, являющиеся производными от фильтров типа k. В этих фильтрах часть реактивного сопротивления из последовательной ветви фильтра типа k переносится в параллельную ветвь, или наоборот, часть реактивного сопротивления из параллельной ветви фильтра k включается параллельно реактивному сопротивлению последовательной цепи одного и того же звена. Остающаяся на месте доля от переносимого общего сопротивления определяет величину m — отсюда и название фильтра типа m.

Характеристические сопротивления и резонансные частоты у данного фильтра типа k и производного от него фильтра типа m должны быть одинаковы. Отсюда и получаются соответствующие формулы перерасчета одного типа фильтра в аналогичный ему фильтр другого типа. Так, например, получаемый Т-образный фильтр типа m из аналогичного фильтра типа k показан на фиг. 42. На обложке книги показан П-образный производный фильтр типа m.

Преимуществом фильтров типа m является то, что характеристическое сопротивление у них в области пропускания (прозрачности) получается более постоянным, чем



Фиг. 42. Переход от Т-образного фильтра типа k к такому же фильтру типа m.

у фильтров типа k. Так как резонансные частоты у обоих типов фильтров остаются без изменения, то остается без изменений и полоса прозрачности, т. е. пограничная частота их не меняется. Но последняя у фильтров типа m выражена более резко. Крутизна кривой затухания при переходе от фильтра типа k к фильтру типа m значительно повышается.

Затухание же в полосе непрозрачности может оказываться и меньшим, чем у фильтра типа k, в зависимости от величины m.

Комбинируя фильтры типа k и типа m (сложные фильтры), можно получить фильтры, полностью отвечающие требованиям в отношении частотной характеристики, затухания и т. д. Сложные фильтры начинаются и заканчиваются полузвеном [1] фильтра типа m (обычно $m \approx 0{,}6$).

[1] Полузвеном называется Г-образная секция, составленная следующим образом: сопротивление последовательной ветви ее равно половине сопротивления последовательной ветви соответствующего звена фильтра $Z_{1Г} = \frac{Z_1}{2}$, а сопротивление параллельной ветви секции равна двойному сопротивлению одной из ветвей того же звена секции ($Z_{2Г} = 2Z_2$).

4*

Основная задача этих полузвеньев состоит в выравнивании характеристического сопротивления в полосе прозрачности фильтра и тем самым в улучшении согласования этого сопротивления с сопротивлением нагрузочным.

Здесь не представляется возможным остановиться подробно на фильтрах типа *m* и сложных фильтрах. Интересующихся этими вопросами мы отсылаем к специальным книгам (например, Справочник по радиотехнике под ред. инж. Б. А. Смиренина, Госэнергоиздат, 1951). В этом справочнике можно ознакомиться и с фильтрами типа *mm'*, дающими еще большее, чем фильтр типа *m*, постоянство характеристического сопротивления, с фильтрами мостиковыми, которые представляют собой наиболее общий тип симметричного звена фильтров и охватывают в качестве частных случаев Т- и П-образные звенья, включая производные звенья типа *m*, и с другими применениями фильтрующих контуров.

12. БЕЗИНДУКЦИОННЫЕ ФИЛЬТРЫ

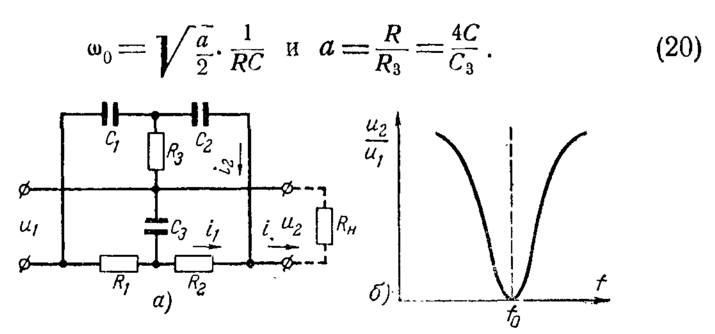
В случае очень низких частот, когда нужно пропустить или задержать очень узкую полосу частот, необходимо применять большое число катушек и конденсаторов. Катушки в этом случае (ввиду необходимости получения большой индуктивности) делаются со стальным сердечником, причем магнитная проницаемость сердечника не должна зависеть от величины проходящего по катушке тока. Но сердечники, обладающие такими свойствами, делаются из специальных магнитных составов, характеризующихся малой магнитной проницаемостью, что вновь приводит к большим размерам катушек. Последние увеличиваются еще и потому, что для получения катушек с большой добротностью их приходится мотать из толстого провода. Поэтому для избежания громоздких фильтров в случае необходимости выделения узкой полосы низких частот применяют так называемые безиндукционные фильтры, т. е. фильтры без катушек.

1. Безиндукционные фильтры без ламп. На фиг. 43,*а* представлена схема заградительного безиндукционного фильтра, а на фиг. 43,*б* — его частотная характеристика. Действие его основано на том, что при определенном соотношении параметров схемы токи i_1 и i_2 на частоте f_0 равны друг другу и противоположны по фазе, вследствие чего

суммарный ток i, а следовательно, и напряжение U на нагрузочном сопротивлении $R_н$ равно нулю.

Если в схеме фиг. 43,*а* принять $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, то коэффициент передачи $K=\frac{u_2}{u_1}$ полностью равным нулю получается при соблюдении условий:

$$\omega_0=\sqrt{\frac{a}{2}}\cdot\frac{1}{RC} \quad \text{и} \quad a=\frac{R}{R_3}=\frac{4C}{C_3}. \tag{20}$$



Фиг. 43. Схема безиндукционного фильтра (*а*) и его частотная характеристика (*б*).

Наиболее острая кривая характеристики получается при $a=2$, т. е. при

$$\left.\begin{aligned}\omega_0 RC&=1;\\ R&=2R_3;\\ C&=\frac{C_3}{2}.\end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Пусть, например, необходимо устранить 50-периодный фон от попадания в нагрузочное сопротивление. Задавшись $R_1=R_2=R=3\cdot10^4$ *ом*, находим:

$$C_1=C_2=C=\frac{1}{\omega R}=\frac{10^6}{2\pi\cdot50\cdot3\cdot10^4}\approx 0{,}1 \text{ мкф};$$

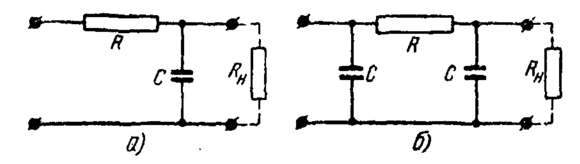
$$C_3=2C=0{,}2 \text{ мкф};$$

$$R_3=\frac{R}{2}=15\,000 \text{ ом}.$$

Благодаря очень узкой полосе пропускания фильтра (3—5 *гц*) его влияние на прохождение полезного сигнала практически будет незаметно. Для более точной настройки сопротивления R_3 можно сделать переменным, взяв максимальную величину его несколько больше расчетной.

Безиндукционные фильтры, собранные согласно фиг. 44, стоят на особом месте, так как, строго говоря, они не являются фильтрами в настоящем смысле этого слова и не обеспечивают таких результатов в отношении задержки или пропуска тех или иных частот или полосы частот, как рассмотренные выше фильтры,—сопротивление одинаково реагирует на все частоты, в том числе и постоянный ток ($f=0$).

Как видно из фиг. 44, рассматриваемые фильтры состоят из включенного последовательно в один из проводов линии сопротивления и одной или нескольких емкостей, включенных между проводами линии. Применяются



Фиг. 44. Простейший (*а*) и улучшенный (*б*) типы фильтра на сопротивлениях.

такие фильтры обычно в тех случаях, где к качеству фильтра—в его общем значении—не предъявляется таких высоких требований, как в случае обычных фильтров, и в тех случаях, когда в цепи фильтра проходит не только переменная, но и постоянная составляющая тока, а на сопротивлении необходимо выделить падение напряжения постоянной составляющей. Например, в первом случае фильтры с сопротивлениями применяются в выпрямительных установках для питания электронных осциллографов или для питания приемников, от которых не требуется высокого качества воспроизведения принимаемой передачи. Фильтрующее действие рассматриваемого фильтра тем больше, чем больше сопротивление R и емкость C. Но большое сопротивление вызывает большое падение напряжения на нем от постоянной составляющей, понижая тем самым величину постоянного напряжения, поступающего на приемник. Отсюда следует, что такой фильтр можно применять только в том случае, когда потребляемая постоянная составляющая выпрямленного тока невелика.

В качестве примеров применения фильтров этого типа можно указать на получение смещения в сеточной цепи, включая в цепь сетки или катода сопротивление, шунтированное емкостью, получение соответствующего напря-

жения в цепи экранирующей сетки лампы и др. Во всех этих фильтрах так называемая „постоянная времени" RC, представляющая собой произведение из R (*мгом*) на C (*мкф*), должна быть, по возможности, больше продолжительности одного периода T (сек.) самой низкой отфильтровываемой частоты. Если фильтр RC включен в цепь сетки, то так как сеточный ток обычно очень мал, R берется большим — порядка 0,1—1 *мгом*, C — малым, порядка сотен *пкф*; если фильтр RC включается в анодную цепь, то, так как анодный ток значительно больше, чем ток в цепи сетки, R берется порядка всего лишь тысяч или десятка тысяч *ом*, а C соответственно большим—порядка микрофарады и даже десятков микрофарад.

Фильтры из сопротивления и емкости применяются и в качестве сглаживающих фильтров в выпрямительных установках. Для обеспечения достаточного сглаживающего действия фильтра с сопротивлением емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ конденсатора C должно быть мало по сравнению с последовательно включенным сопротивлением R фильтра и нагрузочным сопротивлением $R_н$.

Постоянные сглаживающего фильтра фиг. 44 могут быть определены по формуле

$$a = \frac{10^6}{R\omega C} = \frac{159\,000}{RfC}, \qquad (22)$$

где a — коэффициент сглаживания пульсаций;

f — частота пульсаций;

R — сопротивление фильтра, *ом*;

C — емкость фильтра, *мкф*,

или с помощью графика фиг. 16.

Ход расчета и пользование графиком те же, что и на стр. 32, с той только разницей, что в данном случае найденную из графика величину C не нужно удваивать.

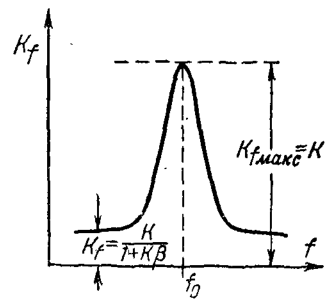
Двухзвенный фильтр из сопротивлений и емкостей дает, конечно, лучшее сглаживание, чем однозвенный и при том же заданном коэффициенте сглаживания a потребует меньших значений R и C. Все, что было сказано о двухзвенных сглаживающих фильтрах типа LC (стр. 34), в одинаковой мере относится и к сглаживающим фильтрам типа RC.

Пример расчета сглаживающего фильтра типа RC.

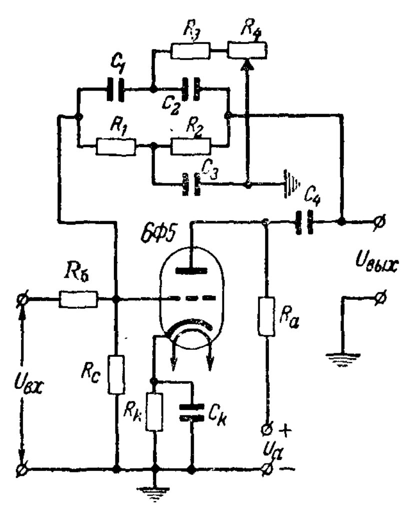
Задано. Сглаживающий фильтр типа RC состоит из двух звеньев. Выпрямитель — двухполупериодный. Результирующий коэффициент сглаживания $a = 0{,}0015$ (0,15%). Разбиваем a на два множителя: $a_1 = 0{,}03$ и $a_2 = 0{,}05$. Тогда из графика фиг. 17 находим, что для a_1 при 100 *гц* произведение $R_1C_1 = 50$ и для $a_2 - R_2C_2 = 30$. Полагаем $R_1 = R_2 = 1\,000$ *ом*, тогда $C_1 = 50$ *мкф* и $C_2 = 30$ *мкф*.

Как видим, сглаживающие фильтры с конденсаторами требуют больших емкостей и больших сопротивлений, если желательно получить более или менее подходящие значения коэффициентов сглаживания.

2. Безиндукционные фильтры с лампой. Если рассмотренный на фиг. 43,*а* фильтр использовать в цепи обратной отрицательной связи усилителя, то, очевидно, его частотная характеристика перевернется (фиг. 45) и на частоте f_0, где коэффициент передачи фильтра был равен нулю, усиление усилителя будет теперь максимальным и будет равно усилению K без обратной связи. Таким образом, можно получить очень острую кривую избирательности.



Фиг. 45. Характеристика безиндукционного фильтра по схеме фиг. 43,*а* в цепи обратной отрицательной связи.



Фиг. 46. Схема безиндукционного фильтра по схеме фиг. 43,*а* в цепи усилителя с электронной лампой.

$R_1 = R_2 = 130\,000$ *ом*; $C_1 = C_2 = 300$ *мкмкф*; $C_3 = 600$ *мкмкф*; $R_3 = 40\,000$ *ом*; $R_4 = 30\,000$ *ом*; $R_5 = 700\,000$ *ом*; $R_a = 230\,000$ *ом*; $R_k = 3\,000$ *ом*; $C_k = 2$ *мкф*; $C_4 = 0{,}1$ *мкф*.

Одна из практических схем такого рода приведена на фиг. 46, а на фиг. 47 приведены ее кривые избирательности для двух значений сопротивления утечки: $R_c = 0{,}1$ *мгом* и $R_c = \infty$. Как видно из фиг. 47, изменением величины R_c

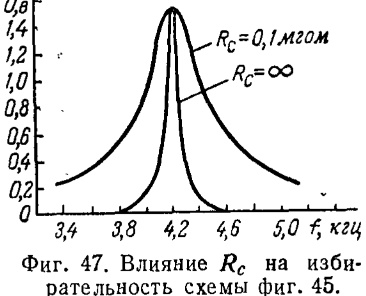
можно регулировать относительную полосу прозрачности фильтра:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{100}{4\,200} = 0{,}024 \text{ при } R_c = \infty$$

и

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{300}{4\,200} = 0{,}072 \text{ при } R_c = 0{,}1 \textit{ мгом.}$$

Чем меньше сопротивление утечки, тем шире полоса пропускания. Напомним, что полоса пропускания Δf определяется на уровне 0,7 от усиления на частоте f_0.



Фиг. 47. Влияние R_c на избирательность схемы фиг. 45.

Исследование таких схем показывает, что их применение тем целесообразнее, чем ниже рабочий диапазон частот фильтра. Эти схемы позволяют получить значительное усиление сигнала в пределах полосы пропускания. Ослабление сигнала вне полосы пропускания при расстройке в 10% относительно крайней частоты возможно получить в 10 раз.

Недостатком таких одноступенчатых фильтров является — неравномерность усиления в пределах полосы пропускания и значительное ослабление вне полосы пропускания.

При необходимости сделать безиндукционный фильтр на более широкую полосу пропускания можно использовать схему усилителя с отрицательной обратной связью, состоящую из двух ступеней, несколько расстроенных одна относительно другой. Такая схема со всеми данными приведена на фиг. 48,*а*, а его частотная характеристика—на фиг. 48,*б*.

Относительная ширина полосы пропускания при этом равна $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{650}{3\,900} = 0{,}167$, т. е. вдвое больше, чем у одноступенчатой схемы.

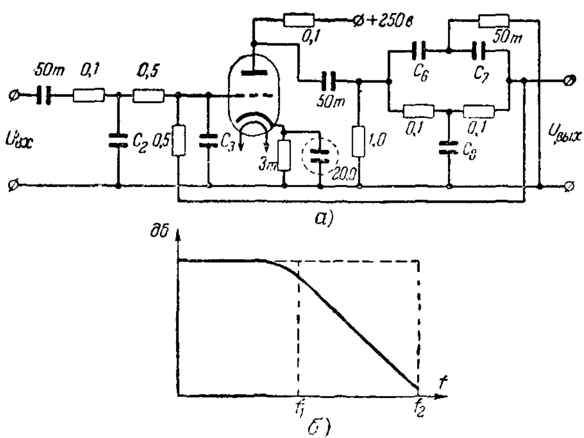
Используя безиндукционный фильтр по схеме фиг. 43,*а* и отрицательную обратную связь, можно получить фильтр

а)

б)

Фиг. 48. Полосовой безиндукционный фильтр.

а — схема ($C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = 300$ *мкф*; $C_3 = C_6 = 600$ *мкмкф*; $C_c = 0{,}1$ *мкф*; $R_1 = R_2 = 130\,000$ *ом*; $R_3 = R_8 = 40\,000$ *ом*; $R_5 = R_{10} = 360\,000$ *ом*; $R_6 = R_7 = 145\,000$ *ом*; $R_4 = R_9 = 20\,000$ *ом*; $R_{a_1} = 0{,}1$ *мгом*; $R_{a_2} = R_{c_1} = R_{c_2} = 3{,}3$ *мгом*; $R_k = 600$ *ом*; $C_k = 10$ *мкф*; *б* — частотная характеристика.



Фиг. 49. Схема безиндукционного фильтра нижних частот (*а*) и его частотная характеристика (*б*).

нижних частот. Практическая схема такого фильтра и его частотная характеристика приведены на фиг. 49,*а* и 49,*б**. Изменяя величины емкостей C_2, C_3, C_6, C_7, C_8, можно получить различные полосы пропускания. В качестве примера ниже приводится табл. 1 некоторых значений этих емкостей и соответствующих им частот, при которых ослабление равно 2 *дб* (f_1) и 24 *дб* (f_2).

Таблица 1

f_1	f_2	C_2	C_3	C_6	C_7	C_8
гц	*гц*	*мкмкф*				
7 000	20 000	100	—	75	75	150
5 000	12 000	200	50	100	100	200
4 000	8 000	300	100	150	150	300
3 000	5 600	500	250	200	200	400

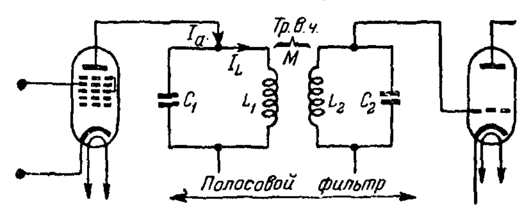
13. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ С НАСТРАИВАЮЩИМИСЯ КОНТУРАМИ

Электрические фильтры нашли очень широкое применение в радиотехнических устройствах как передающих, так и приемных, для обеспечения в них вполне определенных желательных характеристик, которые другими средствами вообще не могут быть обеспечены, а если и обеспечиваются, то слишком большой ценой. Например, в радиоприемниках прямого усиления в их высокочастотной части, и особенно в супергетеродинных приемниках, нашли очень широкое применение полосовые фильтры, которые обычно рассчитываются на пропускание полосы частот в 10 *кгц*. В приемниках с настраивающимися усилителями высокой частоты полоса частот в 10 *кгц* может передвигаться по всему диапазону широковещательных частот с помощью переменного конденсатора настройки. В супергетеродинах же промежуточная полоса частот в 10 *кгц* устанавливается на определенной так называемой промежуточной частоте, за каковую в настоящее время принята частота 450—465 *кгц*, и на этой частоте не рекомендуется производить каких-либо передач, чтобы не создавать на ней помех приему.

Полосовой фильтр в современных супергетеродинах рассчитывается так, чтобы он пропускал только полосу

* Радио, № 2, 1952.

частот в 10 *кгц*, т. е. если промежуточная частота $f_{пр}=465$ *кгц*, то его частотами среза являются нижняя частота среза $f_1=460$ *кгц* и верхняя частота среза $f_2=$ $=470$ *кгц*. Характеристики этих фильтров должны обладать сторонами с большой крутизной, чтобы не пропускать частот вне заданной полосы. Это условие сравнительно легко осуществить, поскольку промежуточная частота остается всегда одной и той же при приеме любых станций. Отсутствие органов настройки в таком фильтре дает возможность раз навсегда точно настроить фильтр, скажем, на частоту 465 *кгц* и придать ему обеспечивающую желаемый вид частотной характеристики форму.



Фиг. 50. Схема полосового фильтра супергетеродинного приемника.

Вопрос о том, как достигается это постоянство промежуточной частоты при приеме любых радиостанций, выходит за рамки нашей книги, и читатель может найти его изложение в ряде выпусков массовой библиотеки (например, Б. Н. Хитров „Всеволновый супер“ и др.). Наша задача будет заключаться в освещении вопросов, какие фильтры промежуточной частоты обычно применяются в современных супергетеродинах, на чем основано их действие, и вопросов элементарного расчета таких фильтров.

Обычно применяемая в настоящее время форма полосовых фильтров в супергетеродинных приемниках отличается от описанных выше полосовых фильтров и состоит из двух настраивающихся контуров (фиг. 50). Один из контуров включается в анодную цепь смесительной лампы. Индуктивность L_1 этого контура является в то же время первичной обмоткой трансформатора высокой частоты (*Тр. в. ч.*), вторичной обмоткой которого является индуктивность L_2 второго колебательного контура, включенного в цепь сетки усилителя промежуточной частоты. Оба контура настраиваются на одну и ту же частоту. Первый контур L_1C_1 является параллельным резонансным контуром

и представляет для частоты настройки и близких к ней частот очень большое сопротивление. Это приводит к тому, что в ветвях контура, в том числе и в индуктивности L_1, получается большой ток I_L (во много раз больший переменной составляющей анодного тока I_a), который через индуктивную (в данном случае) связь между индуктивностями L_1 и L_2 создает э. д. с. во втором контуре L_2C_2, причем эта индуктированная э. д. с. включена в контур L_2C_2 последовательно. Следовательно, контур L_2C_2 оказывается настроенным на последовательный резонанс. Последнее же характеризуется, как известно, тем, что на элементах такого контура получаются большие напряжения, т. е. на сетку усилительной лампы с конденсатора C_2 подается большое напряжение.

Задача расчета таких фильтров в супергетеродинных приемниках заключается именно в том, чтобы они выполняли роль фильтров, настроенных на частоту, скажем, 465 *кгц*, и резко срезающих все частоты выше и ниже этой полосы частот в противовес обычным расчетам таких контуров на получение острой кривой резонанса. Мы постараемся выяснить с помощью известных уже нам графиков, характеризующих поведение различного рода электрических контуров в цепи переменного тока, физическую картину работы фильтров с настраивающимися контурами и на основании этой картины получить простые расчетные формулы для них. Мы считаем это полезным, так как эта форма фильтров наиболее часто встречается в практике радиолюбителей. Схема связанных контуров (фиг. 50) может быть заменена — без изменений по существу — схемой фиг. 51; последняя схема позволяет проще проследить работу связанных контуров. Разница между выводом, который мы получим для схемы фиг. 51, и работой обычно применяемой схемы связанных контуров (фиг. 50) нами будет отмечена в своем месте. На этой схеме L_1C_1 — первый контур, в который последовательно включен генератор с э. д. с., обеспечивающей при резонансной частоте контура в нем ток, равный току в этом же контуре, когда он работает в условиях параллельного резонанса, L_2C_2 — вторичный контур трансформатора в. ч., L_M — индуктивность, эквивалентная взаимной индуктивности M между катушками L_1 и L_2 схемы фиг. 50 и обес-

Фиг. 51. Упрощенная схема, эквивалентная схеме фиг. 50.

печивающая заданную связь между контурами. Оба контура L_1C_1 и L_2C_2 настроены на одну и ту же частоту. Как и при рассмотрении основных цепей, приведенных в начале нашей книги, полагаем для упрощения расчетов, что контуры идеальные, т. е. в них отсутствуют потери — влияние потерь на результаты, полученные при рассмотрении идеальных контуров, мы учтем отдельно.

Можно сразу сказать, не производя никаких расчетов и построений, что даже в случае совершенно одинаковых значений L_1 и L_2, C_1 и C_2 резонансные частоты этих контуров при наличии между ними связи индуктивной, как в данном случае, или емкостной не будут одинаковыми. Одна резонансная частота определяется из условия отсутствия между контурами связи и, очевидно, будет соответствовать контуру, составленному из последовательно включенных контуров L_1C_1 и L_2C_2, т. е. последовательно включенных L_1 и L_2 и последовательно включенных C_1 и C_2:

$$f_{2p}=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}},$$

и так как

$$C_1=C_2 \quad \text{и} \quad L_1=L_2,$$

то

$$f_{2p}=\frac{1}{2\pi\sqrt{2L_1\frac{C_1^2}{2C_1}}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}},$$

т. е. она будет равна резонансной частоте каждого контура в отдельности. Вторая же резонансная частота определяется частотой каждой половины цепи, куда входит одна ветвь и часть общей связывающей эти контуры индуктивности L_M. Эта часть общей связи будет равна, очевидно, $2L_M$, так как L_M можно представить как результат сложения двух параллельно включенных индуктивностей по $2L_M$ каждая в каждом контуре. Тогда, так как $L_1=L_2$ и $C_1=C_2$,

$$f_{1p}=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2+2L_M)C_2}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+2L_M)C_1}}.$$

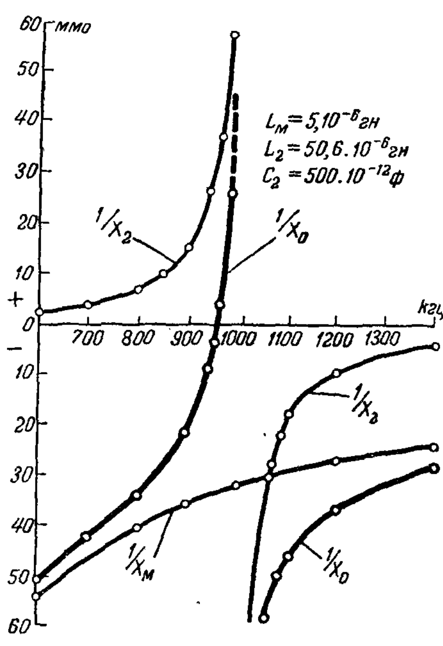
Ясно, что резонансные частоты f_{1p} и f_{2p} отличаются одна от другой и тем больше, чем больше L_M, чем больше связь между контурами.

Чтобы получить ясную картину поведения этой сложной цепи при изменении частоты приложенного к ней напряжения, обратим внимание на то, что эта цепь состоит по отношению к источнику напряжения из последовательно включенного контура L_1C_1, последовательно с которым включена цепь, состоящая из параллельно включенных индуктивности L_M и последовательного контура L_2C_2. Для определения общего реактивного сопротивления для источника напряжения этой сложной цепи при какой-нибудь частоте нужно сначала найти реактивное сопротивление параллельной цепи $L_ML_2C_2$ и затем сложить его с реактивным же сопротивлением при этой частоте контура L_1C_1. Поступая таким образом для ряда частот, получим кривую изменения в зависимости от частоты общего реактивного сопротивления нашей сложной цепи. Такая кривая даст наглядную картину поведения цепи при любой частоте, в том числе и при резонансной и близкой к ней частотах, как это мы видели и в случае простых рассмотренных нами выше цепей.

Чтобы воспользоваться построенными раньше кривыми изменения реактивного сопротивления контура в зависимости от частоты, полагаем и в данном случае, что L_1, C_1, L_2 и C_2 имеют те же значения, что и в приведенных нами раньше построениях, т. е. $L_1 = L_2 = 50{,}6 \cdot 10^{-6}$ *гн* и $C_1 = C_2 = 500$ *мкмкф*.

Так как для последовательно включенных $L_1\,C_1$ (или, что то же — $L_2\,C_2$) кривая изменения их общего реактивного сопротивления в зависимости от частоты представлена на фиг. 3 (кривая X), то нам остается построить такую же кривую для цепи $L_ML_2C_2$ или, что то же, для цепи $L_M\,L_1C_1$, так как в данном случае $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$. Так как эта цепь представляет собой параллельное включение двух ветвей: L_M и L_1C_1, то сначала нужно найти реактивные проводимости этих цепей, сложить их, и тогда величина, обратная этой проводимости, и будет представлять собой общее реактивное сопротивление цепи $L_M\,L_1C_1$. Примем индуктивность L_M равной $L_M = 5$ *мкгн* $= 5 \cdot 10^{-6}$ *гн*. Кривая изменения реактивной проводимости $\frac{1}{\omega L_M} = \frac{1}{X_M}$ в зависимости от частоты построена на фиг. 52. На этой же фигуре построена и кривая $\frac{1}{X_2}$ реактивной проводимости ветви L_2C_2, которая легко

может быть построена из кривой X реактивного сопротивления этой цепи (фиг. 3), как $\frac{1}{X_2}=\frac{1}{X}$.

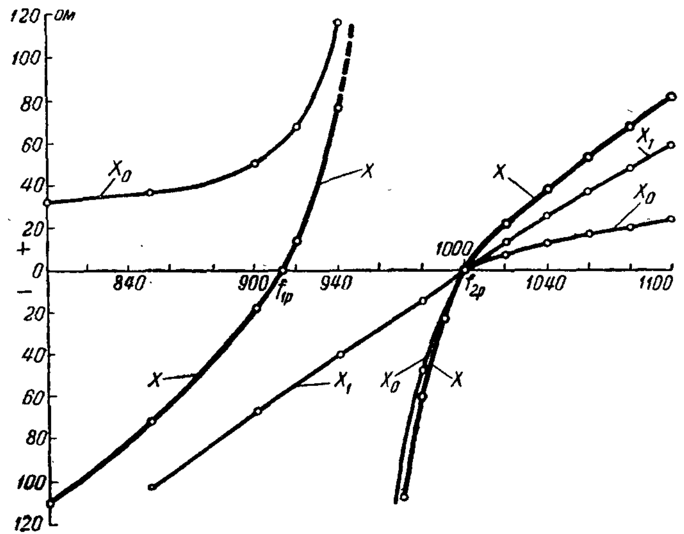


Фиг. 52. Кривые изменения проводимостей ветвей $\frac{1}{X_M}$, $\frac{1}{X_2}$ и общей проводимости $\frac{1}{X_0}$ для ветви $L_M L_2 C_2$ фиг. 51.

Складывая, с учетом знака, проводимости $\frac{1}{X_M}$ и $\frac{1}{X_2}$, получим кривую изменения общей реактивной проводимости $\frac{1}{X_0}$ цепи $L_M L_2 C_2$ — эта кривая показана на той же фиг. 52. Далее строим кривую изменения общего реактивного сопротивления цепи $L_M L_2 C_2$ в зависимости от частоты. Такое построение нетрудно сделать на основании кривой $\frac{1}{X_0}$, так как сопротивление является величиной, обратной проводимости. Но так как нас интересует изменение кривой полного сопротивления главным образом вблизи резонанс-

f, кгц	$X_M=\omega L_M$, ом	$\frac{1}{X_M}=\frac{1}{\omega L_M}$, ммо	$X_2=\omega L_2-\frac{1}{\omega C_2}$, ом	$\frac{1}{X_2}=\frac{1}{\omega L_2-\frac{1}{\omega C_2}}$, ммо	$\frac{1}{X_0}=\frac{1}{X_M}+\frac{1}{X_2}$, ммо
800	25,12	—39,5	—142	7,1	— 32,4
850	26,6	—37,6	—100	10,0	— 27,6
900	28,3	—35,3	— 67	15,0	— 20,3
940	29,5	—34,0	— 39,4	25,4	— 8,6
960	30,14	—33,2	— 26,8	37,3	— 4,9
980	30,75	—32,6	— 17,2	58,3	— 25,7
1 000	31,4	—32,0	0	∞	∞
1 020	32,02	—31,2	11,5	—88,0	—119,2
1 060	33,3	—30,0	36,8	—27,2	— 57,2
1 080	33,8	—29,6	48,7	—20,6	— 49,6
1 100	34,5	—29,0	60,5	—16,5	— 45,5
1 200	37,7	—26,6	117,0	— 8,6	— 35,2
1 400	43,9	—22,8	218,0	— 4,6	— 27,4

ных частот, то кривую общего реактивного сопротивления X_0 мы постром только для диапазона частот от 800 до 1 100 *кгц*. Такая кривая X_0, обратная кривой $\frac{1}{X_0}$, построена на фиг. 53. Теперь уже представляется возможность построить и общее реактивное сопротивление всей нашей сложной цепи, представленной на фиг. 51. Для этого общее реактивное сопротивление цепи $L_M L_2 C_2$ нужно сложить, опять-таки с учетом их знаков, с реактивным сопротивлением X_1 цепи L_1C_1. Кривая изменения сопротив-



Фиг. 53. Кривые изменения общего сопротивления X_0 ветви $L_M L_2 C_2$, сопротивления X_1 ветви $L_1 C_1$ и общего сопротивления $X = X_0 + X_1$ всей сложной цепи $L_1 C_1 L_M C_2 L_2$ фиг. 51.

f, кгц	$\frac{1}{X_0} = \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_2}$, ммо	X_0, ом	$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$, ом	$X = X_0 + X_1$, ом
800	32,4	31,0	–142,0	–111,0
850	27,6	36,2	–100,0	– 63,8
900	20,3	49,5	– 67,0	– 17,5
920	15,3	65,5	– 52,6	12,9
940	8,6	116,0	– 39,4	76,6
960	– 4,9	–204,0	– 26,8	230,8
980	– 25,7	– 39	– 17,2	56,2
1 000	∞	0	0	0
1 020	119,2	8,4	11,5	19,9
1 040	71,7	14,0	24,4	38,4
1 060	57,2	17,5	36,8	54,3
1 080	49,6	20,0	48,7	68,7
1 100	35,5	28,2	60,5	88,7

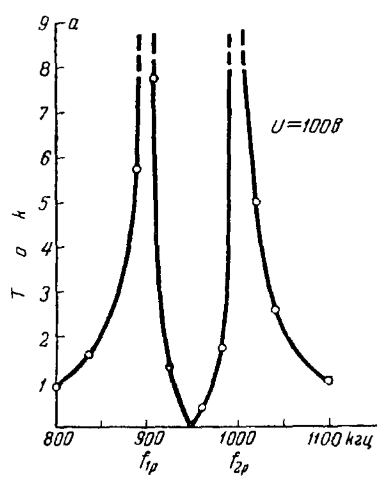
ления X_1 построена нами раньше (кривая X на фиг. 3). Перенесем эту кривую в соответствующем масштабе иа фиг. 53 (кривая X_1). Складывая значения при данной частоте из кривых X_0 и X_1, получим кривую X изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами цепи фиг. 51. Эта кривая позволяет ответить на все интересующие нас вопросы.

Как видно из фиг. 53, кривая изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами сложной цепи пересекает линию нулевого сопротивления (ось частот) в двух точках, — это означает, что данная цепь обладает нулевым сопротивлением для включенного в нее последовательно напряжения при двух частотах, т. е. она обладает двумя резонансными частотами, на что мы уже и указывали выше. Эти резонансные частоты равны: 1) $f_{2p} = 1\,000$ *кгц*, т. е. резонансной частоте каждого контура в отдельности или контура, составленного из L_1C_1 и L_2C_2; 2) $f_{1p} = 916$ *кгц* — она соответствует резонансной частоте контура из $L_2C_2 2L_M$ или $L_1C_1 2L_M$. Такое расхождение резонансных частот обусловливается наличием связи между контурами, наличием общей индуктивности L_M. Чем последняя больше, тем больше расхождение между f_{1p} и f_{2p} и тем резче будет возрастать общее сопротивление цепи за этими частотами.

При резонансных частотах f_{1p} и f_{2p} токи теоретически должны быть бесконечно большими, поскольку общее сопротивление цепи в этих случаях равно нулю. Влево от f_{1p} и вправо от f_{2p} токи получают значения, определяемые величиной общего сопротивления цепи при соответствующей частоте. Но, как видно из фиг. 53, между резонансными частотами f_{1p} и f_{2p} общее сопротивление быстро возрастает и стремится к бесконечности и соответственно с этим ток быстро уменьшается и сремится к нулю и достигнет нулевого значения при частоте примерно 950 *кгц* (фиг. 54). При этой частоте $\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + 2L_M)C_2}}\right)$ во втором контуре $L_M L_2 C_2$ получается резонанс токов и, следовательно, для первичного контура L_1C_1 он будет представлять бесконечно большое сопротивление, и тока в цепи генератора не будет. Об этом можно было заключить еще раньше из кривой $Y = \frac{1}{X_0}$ на фиг. 52, где эта кривая

пересекает линию нулевой проводимости также при частоте примерно 950 *кгц*.

Все это действительно так и происходило бы, если бы наши контуры были такими, как мы их приняли в самом начале рассмотрения — идеальными. Но в реальных контурах всегда имеются определенные потери, определяемые эквивалентным активным сопротивлением, которое не позволяет полному сопротивлению контура принять бесконечно большого значения и не стать равным нулю. Действие этого активного сопротивления сказывается на том, что ток в цепи при резонансных частотах определяется этим активным сопротивлением, а не будет бесконечно большим, а в полосе между частотами f_{1p} и f_{2p} величина тока определяется полным сопротивлением цепи и имеет значения меньшие, конечно, его значений при резонансных частотах, и спадание тока в этой полосе частот будет происходить медленно. Другими словами, наличие потерь в контурах сгладит все происходящие в них процессы, и изменение тока будет происходить более плавно, — кривая изменения тока в зависимости от частоты сглаживается.



Фиг. 54. Кривая изменения тока в зависимости от частоты в схеме фиг. 51.

Близость пиков тока или ширина полосы между частотами f_{1p} и f_{2p} зависит от двух причин: 1) от величины, как мы уже говорили, общей индуктивности L_M или от связи между контурами и 2) от собственной резонансной частоты f_p контуров. Из кривой $\frac{1}{X_0}$ на фиг. 52 видно, что точка нулевой проводимости цепи $L_M L_2C_2$ определяется частотой, при которой проводимость $\frac{1}{X_M}$ общей индуктивности L_M равна и противоположна по знаку проводимости цепи L_2C_2. Чем больше проводимость $\frac{1}{X_M}$, т. е. чем ниже

будет расположена кривая $\frac{1}{X_M}$, тем ближе эта частота подходит к резонансной частоте контура. Другими словами, чем меньше сопротивление общей индуктивности — чем меньше связь между контурами, — тем ближе друг к другу будут расположены частоты f_{1p} и f_{2p}, тем у́же будет полоса пропускания частоты, тем больше избирательность связанных контуров. А отсюда следует, что если между данными контурами подобрана для получения заданной полосы частот определенная связь при данной несущей частоте и затем эта несущая (но не настройка контуров!) будет изменяться (при постоянной связи между контурами), то будет изменяться и полоса пропускания, так как сопротивление связи $X_M = \omega L_M$ зависит от частоты. При увеличении несущей частоты ширина полосы пропускания возрастает и при уменьшении суживается, так как при увеличении несущей $X_M = \omega L_M$ возрастает, проводимость $\frac{1}{X_M} = \frac{1}{\omega L_M}$ уменьшается $\left(\text{кривая } \frac{1}{X_M} \text{ на фиг. 52 поднимается выше}\right)$, при уменьшении же несущей кривая $\frac{1}{X_M}$ опускается ниже. В этом состоит одно из преимуществ применения в современных супергетеродинных приемниках одной и той же промежуточной частоты для всего диапазона принимаемых приемником частот, — при всех условиях ширина полосы пропускания остается одинаковой.

Все сказанное относительно схемы фиг. 51 полностью относится и к схеме фиг. 50, где связь между контурами чисто индуктивная и осуществляется через взаимоиндуктивность M между ними. Разница в работе между этими схемами заключается единственно в том, что в случае схемы фиг. 50 резонансные частоты f_{1p} и f_{2p} расположены по обе стороны от собственной резонансной частоты f_p этих контуров и это расположение тем симметричнее, тем меньше M, чем меньше связь между контурами. Что же касается значений резонансных частот для схемы фиг. 50, то

$$f_{1p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + M) C_1}} \text{ и } f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 - M) C_1}},$$

если

$$L_1 = L_2 \text{ и } C_1 = C_2.$$

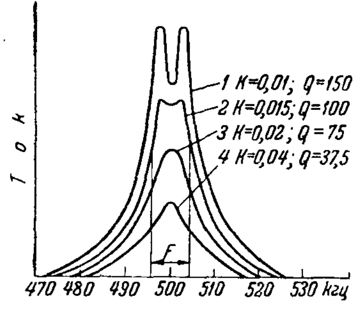
Другими словами, схема из двух индуктивно связанных контуров с одинаковыми настройками эквивалентна в отношении резонансных частот двум контурам с элементами $L-M$, C и $L+M$, C. Физически это можно объяснить следующим образом. Когда в первом контуре проходит ток, то благодаря наличию взаимоиндуктивности M между контурами во втором контуре индуктируется э. д. с., которая вызывает ток направления, обратного направлению тока в первом контуре. Этот индуктированный ток „размагничивает", уменьшает индуктивность L второго контура на величину M и резонансная частота его будет определяться постоянными $L-M$, C. Ток во вторичном контуре вызовет, в свою очередь, добавочный ток в первом контуре, который, будучи противоположным по знаку вызвавшему его току во вторичном контуре, будет, следовательно, совпадать по направлению с током в первом контуре и будет поэтому „подмагничивать", увеличивать индуктивность этого контура на величину M, и резонансная частота его будет определяться постоянными $L+M$, C.

Качество полосового фильтра, составленного из двух колебательных контуров, определяется не только его полосой прозрачности, но и видом резонансной кривой изменения тока этой сложной цепи. Как указывалось выше, полоса прозрачности фильтра промежуточной частоты в супергетеродине должна быть равна примерно 10 *кгц*.

Чтобы все частоты в этой полосе пропускались одинаково (для избежания искажений), кривая резонанса в пределах этой частоты должна иметь вид прямоугольника — вершина ее должна быть плоская, а боковые стороны должны иметь крутые скаты. Последнее требование определяет избирательность фильтра: чем круче спадают стороны кривой резонанса, тем избирательнее фильтр. Конечно, идеальной формы требуемой кривой резонанса получить нельзя, но к этому идеалу можно значительно приблизиться при соблюдении известных условий.

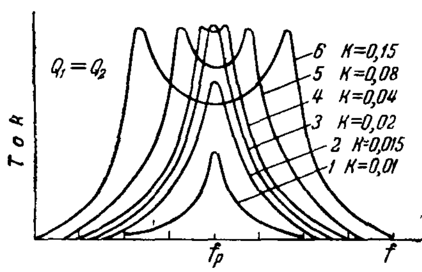
Избирательность, селективность, фильтра будет зависеть от остроты настройки составляющих его контуров. Острота же настройки контура зависит, как известно, от наличия в нем потерь, его активного сопротивления, или другими словами, от добротности Q контура. Чем выше добротность Q контура, тем острее настройка, тем боль-

ше его селективность. Но при очень больших Q контуров кривая резонанса фильтра становится слишком узкой, отходит от прямоугольной формы, фильтр не пропустит удовлетворительно заданную ему полосу частот в 10 *кгц*.



Фиг. 55. Резонансные кривые полосового фильтра с настраивающимися контурами при разных k и Q, но при условии, что произведение из k и Q остается постоянным ($kQ=1{,}5$).

На форму кривой селективности фильтра оказывает значительное влияние и величина коэффициента связи k между его контурами. Чем меньше k, тем у́же, острее получается кривая резонанса, тем больше его селективность, но при этом из первого контура во второй передается меньше энергии, т. е. получается потеря в усилении. При большем коэффициенте связи кривая резонанса расширяется и отходит от прямоугольной формы — вершина ее прогибается и, следовательно, отсутствует равномерность пропускания частот в заданной полосе. Как видим, зависимость между коэффициентом связи, добротностью и формой резонансной кривой получается сложной. Для иллюстрации этой зависимости на фиг. 55 показаны приблизительные изменения резонансных кривых двух связанных контуров с одинаковыми резонансными частотами в зависимости от их Q (одинаковыми в обоих контурах) и от коэффициента связи k между ними, но подбираемыми так, чтобы произведение Qk осталось для всех кривых одним и тем же. Наиболее подходящей из этих резонансных кривых для целей усиления промежуточной частоты будет, очевидно, кривая *2*, как обладающая сравнительно крутыми скатами боковых сторон и плоской вершиной. На фиг. 56 показано изменение формы резонансных кривых настраивающегося фильтра для двух



Фиг. 56. Резонансные кривые полосового фильтра с настраивающимися контурами с одинаковыми Q, но при разных k.

контуров с одинаковыми Q и одинаковыми резонансными частотами в зависимости от величины коэффициента связи между ними. Из этих кривых видно, что пики токов в контурах остаются практически одинаковыми при всех значениях связи k между контурами, меняется только в зависимости от k полоса прозрачности фильтра и глубина провала кривой резонанса на частоте настройки контуров.

14. РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С НАСТРАИВАЮЩИМИСЯ КОНТУРАМИ

Как же математически, в виде формул, выразить зависимость между величинами, определяющими форму резонансной кривой полосового фильтра на связанных контурах, чтобы, пользуясь этими формулами, можно было заранее рассчитать и получить от этого фильтра желаемые результаты? Точный расчет таких фильтров достаточно сложен и приведен здесь быть не может. Но для обеспечения результатов, удовлетворяющих большинству практических запросов, можно исходить из следующих положений.

Выше мы указывали, что с увеличением связи k между контурами возрастает и перенос энергии из одного контура в другой, т. е. ток во вторичном контуре будет возрастать. Для двух настроенных в резонанс контуров существует некоторая **критическая** связь $k_{кр}$, при которой перенос энергии из одного контура в другой будет наибольшим (ток во втором контуре получается наибольшим) на одной — резонансной — частоте f_p (кривая 3 на фиг. 56). При связях, больших критической, эти максимумы токов имеют примерно такую же величину, но уже при двух резонансных частотах f_{1p} и f_{2p} — получается так называемая двухгорбая кривая резонанса (например, кривая 5 на фиг. 56), с провалом между этими резонансными частотами. Эта критическая связь $k_{кр}$ зависит от добротности контуров Q_1 и Q_2 и связана с ними зависимостью

$$k_{кр} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}, \qquad (23)$$

и если контуры одинаковы, т. е. $Q_1 = Q_2 = Q$, то

$$k_{кр} = \frac{1}{Q}. \qquad (24)$$

Далее, для получения большой селективности фильтра нужно, как мы указывали выше, увеличивать добротность контуров. Но при очень больших Q кривая резонанса получает ярко выраженную двугорбость, получается большой провал на частоте f_p; низкое значение Q закругляет вершину резонансной кривой. Опыт показывает, что наивыгоднейшее с точки зрения формы резонансной кривой полосового фильтра с настраивающимися контурами значение Q примерно на 75% больше того Q, которое обеспечивает получение критического коэффициента связи $k_{кр}$, т. е.

$$Q_{наив} = \sqrt{Q_1 Q_2} = 1{,}75Q = \frac{1{,}75}{k_{кр}}, \qquad (25)$$

что непосредственно следует из формулы (24).

Формулу (25) можно представить, если возвести все ее члены в квадрат, в виде

$$Q^2_{наив} = Q_1 Q_2 \approx \frac{3{,}0}{k^2_{кр}}. \qquad (26)$$

С другой стороны, известно, что ширина F полосы прозрачности полосового фильтра с настраивающимися контурами, измеренная при токах, равных 0,707 от максимального при резонансе тока, связана в этом случае с резонансной частотой f_p и коэффициентом k связи отношением

$$F \approx 1{,}2kf_p. \qquad (27)$$

Обычно ширина F прозрачности рассматриваемого фильтра составляет в супергетеродинных приемниках, как мы указывали, 10 *кгц* = 10 000 *гц*. Для широковещательных станций f_p равна или больше 150 *кгц* ($\lambda_{наиб}$ = 2 000 *м*). Подставляя это значение f_p в формулу (27), найдем, чему должно быть равно максимальное значение связи в в рассматриваемых фильтрах для наименьшей частоты несущей широковещательных станций

$$k = \frac{F}{1{,}2f_p} = \frac{10\,000}{1{,}2 \cdot 150\,000} = 0{,}056, \text{ или } k \approx 6\%.$$

Если подставить это значение k в формулу (26), то найдем минимально допустимое значение Q контуров:

$$Q^2_{наив} = \frac{3{,}0}{k^2_{кр}} = \frac{3{,}0}{0{,}06^2} = \frac{3{,}0 \cdot 10^4}{36} = 840$$

или

$$Q_{наив} = \sqrt{840} = 29. \quad (28)$$

Чем выше частота несущей или—в применении к рассматриваемым полосовым фильтрам—промежуточная частота, тем больше должно быть Q контуров.

Применим этот метод расчета полосового фильтра с настраивающимися контурами к конкретному случаю расчета промежуточной частоты усилителя супергетеродинного приемника. Контуры L_1C_1 и L_2C_2 фильтра промежуточной частоты настроены на резонансную частоту $f_p = 460$ *кгц*. Фильтр должен пропускать полосу частот $F = 9$ *кгц*. Связь между контурами фильтра—индуктивная.

Пользуясь формулой (27), найдем необходимый для данных условий коэффициент связи k между контурами L_1C_1 и L_2C_2:

$$k = \frac{F}{1{,}2 f_p} = \frac{9}{1{,}2 \cdot 460} = 0{,}0163, \text{ или } \sim 1{,}6\%.$$

Из формулы (26) находим:

$$Q_1 Q_2 = \frac{3{,}0}{k^2} = \frac{3{,}0}{0{,}016^2} = \frac{3{,}0 \cdot 10^4}{2{,}56} = 11\,700.$$

Если контуры одинаковы, т. е. $Q_1 = Q_2 = Q$, то

$$Q = \sqrt{11\,700} \approx 109.$$

Критическая связь контуров с таким Q равна

$$k_{кр} \approx 0{,}0095 \approx 1\,\%.$$

Полагаем конденсаторы в контурах одинаковыми и равными $C_1 = C_2 = C = 200$ *пкф* каждый. Пользуясь известной формулой для резонансной частоты, найдем необходимые значения индуктивностей $L_1 = L_2 = L$ контуров

$$L = \frac{25{,}2 \cdot 10^6}{C_{пкф} f^2_{кгц}} = \frac{25{,}2 \cdot 10^6}{200 \cdot 460^2} = 0{,}605 \text{ мгн} = 605 \text{ мкгн}.$$

Так как коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ и так как в нашем случае $L_1 = L_2 = L = 605$ *мкгн* и $k = 0{,}016$, то коэффициент взаимной индуктивности M будет равен

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL = 0{,}016 \cdot 605 = 9{,}7 \text{ мкгн}.$$

Наконец, определим допустимое активное сопротивление в каждом контуре. Так как мы нашли, что добротность контуров должна быть равна $Q=109$ и так как

$$Q=\frac{\omega L}{R}=\frac{6{,}28\, f_{кгц} L_{мгн}}{R},$$

то

$$R=\frac{6{,}28 f_{кгц} L_{мгн}}{Q}=\frac{6{,}28\cdot 460\cdot 0{,}605}{109}\approx 16{,}0 \text{ ом}.$$

Нужно отметить, что приведенный расчет является достаточно приближенным, определяющим только порядок величин, около которых нужно искать путем подборов или измерений истинные значения, определяющие настройку фильтра. Это объясняется тем, что в формулах нельзя учесть все факторы, имеющие место в действительности в данной обстановке в приемнике и влияющие на точность результатов подсчета. Например, во всех современных приемниках катушки индуктивностей делаются с магнитодиэлектрическими сердечниками для уменьшения габаритов приемника, для возможности легкого регулирования величины этой индуктивности и получения катушек с большим Q. В этом случае многое определяется родом и формой примененного магнитодиэлектрика, и расчет, например, катушки становится достаточно сложным и приближенным. Удобнее исходить из имеющихся в продаже катушек с магнитодиэлектрическим сердечником и к ним подбирать все остальные величины. Катушки обоих настраивающихся контуров фильтра располагают обычно на одном каркасе и, меняя расстояние между нимн, добиваются получения нужной величины связи между катушками взаимной индуктивностью M.

Мы рассмотрели случай полосового фильтра с настраивающимися контурами при наличии между ними индуктивной связи. Но иногда применяется и связь емкостная, т. е. вместо индуктивности L_M на фиг. 51 включается емкость C. Поведение фильтра в этом случае остается таким же как и при индуктивной связи, за исключением некоторых специфических особенностей, свойственных только емкостной связи.

Мы указывали в своем месте, что в случае индуктивной связи между контурами фильтра при подобранной ее величине для данной несущей частоты и полосы прозрачности эта полоса пропускания будет с увеличением

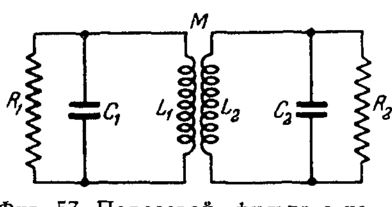
несущей частоты расширяться и с уменьшением несущей — сужаться. В случае емкостной связи между контурами картина получается обратная, т. е. с увеличением несущей частоты полоса прозрачности сужается, а с уменьшением несущей — расширяется. Это объясняется тем, что сопротивление связи $\frac{1}{\omega C}$ с увеличением частоты уменьшается, связь становится слабее и потому меньше оказывает влияние на работу контуров и резонансные частоты f_{1p} и f_{2p} фильтра сближаются с собственной резонансной частотой f_p отдельных контуров. Уменьшение емкости C при постоянной несущей частоте увеличивает связь между контурами и, следовательно, расширяет полосу прозрачности фильтра, раздвигая пики кривой резонанса и увеличивая провал ее между резонансными частотами. Увеличение C уменьшает связь и сужает полосу прозрачности, сближает пики кривой резонанса и выравнивает ее вершину. Таким образом, мы видим, что индуктивная связь расширяет полосу прозрачности фильтра при высоких частотах, а емкостная связь — при низких частотах. То, что емкостная связь расширяет полосу прозрачности фильтра в направлении низких частот диапазона, дает ей некоторое преимущество перед индуктивной связью, так как именно в области низких несущих частот желательна несколько большая ширина полосы прозрачности для равномерной передачи боковых частот модулированной волны.

Хотя в предыдущем изложении мы говорили преимущественно о работе полосового фильтра с настраивающимися контурами в применении его к промежуточной частоте супергетеродинных приемников, но все изложенное в полной мере относится и к настраивающимся усилителям высокой частоты, предшествующим смесителю в супере — так называемым преселекторам — и к настраивающимся усилителям высокой частоты приемников прямого усиления.

Мы рассмотрели полосовой фильтр с настраивающимися контурами в применении его в случае сравнительно узкой полосы прозрачности, когда эта полоса прозрачности составляет незначительный процент от несущей частоты (2—3%). Но, например, в телевизионных установках полоса прозрачности составляет, наоборот, очень большой процент от промежуточной частоты (20—30%) [1]. Обеспечить в дан-

[1] Промежуточная частота в телевизионных приемниках обычно равна 10—15 *мггц* при полосе пропускания 3—4 *мггц*.

ном случае равномерное пропускание полосы частот с помощью обычных настраивающихся контуров иногда просто невозможно. В этом случае прибегают к умышленному уменьшению Q контуров с целью получения более плоской резонансной кривой. Для этой цели можно, например, нагрузить связанные контуры сопротивлениями R (фиг. 57). Если контуры одинаковы и нагружены одинаковыми сопротивлениями R, то, обозначив добротности нагруженных контуров через Q_1 и добротности контуров без нагрузочных сопротивлениий через Q_2, эквивалентная добротность $Q_э$ связанных контуров будет равна:



Фиг. 57. Полосовой фильтр с настраивающимися контурами для широкой полосы прозрачности.

$$Q_э = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}. \qquad (29)$$

Так как $Q_э$ в таких нагруженных контурах уменьшается, то, как видно из формулы (24), коэффициент связи $k_{кр}$ возрастает, а следовательно, увеличивается и полоса прозрачности F.

Широкую полосу прозрачности можно обеспечить, комбинируя двухгорбую резонансную кривую полосового фильтра с резонансной кривой простого одиночного контура. Этого можно достигнуть, если в анодную цепь второй лампы на схеме фиг. 50 включить обычный контур, настроенный на промежуточную частоту. Анализ показывает, что особенно хорошие результаты в этом случае получаются, если контуры подобрать так, чтобы произведение ординат двухгорбой и одногорбой кривых имело одно и то же значение и при резонансной частоте f_p и при резонансных частотах f_{1p} и f_{2p} (на горбах). Это условие обеспечивается, если

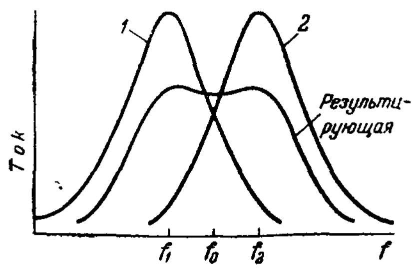
$$Q_3 = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}, \qquad (30)$$

где Q_1 и Q_2 относятся к связанным контурам; Q_3—к одиночному контуру.

Если $Q_1 = Q_2$, то Q_3 должно быть равно 0,5 от Q_1 (Q_2). Интересно указать, что при выполнении этого условия, изменяя связь между контурами в первой лампе, можно в широких пределах изменить полосу прозрачности, не

изменяя при этом формы результирующей резонансной кривой схемы.

Хороших результатов в смысле получения большой полосы прозрачности при подходящей форме резонансной кривой можно получить, если использовать два контура, несколько расстроенных друг относительно друга. В этом случае результирующая резонансная кривая (фиг. 58) получается (если $Q_1 = Q_2$) такая, как если бы мы имели обычную схему с настроенными на одну и ту же частоту связанными контурами, но коэффициент связи k между которыми увеличен до значения



Фиг. 58. Резонансные кривые двух связанных контуров, расстроенных друг относительно друга.

$$k_э = \sqrt{k^2 + \left(\frac{\Delta}{f_0}\right)^2}, \quad (31)$$

где k — действительный коэффициент связи между контурами;

Δ — разность между резонансными частотами первого и второго контуров, т. е.

$$\Delta = f_1 - f_2;$$

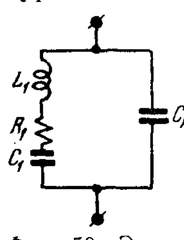
f_0 — средняя арифметическая частота между расстроенными контурами, т. е.

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Последний метод получения полосового фильтра дает лучшие результаты, если составить схему двухкаскадного усилителя и в анодные цепи его включить одиночные, нагруженные на сопротивления, но несколько расстроенные друг относительно друга контуры. Затраты на включение второй лампы компенсируются большим усилением на один каскад при одинаковой полосе пропускания, меньшей зависимостью работы схемы при замене ламп, простотой конструкции и настройки схемы.

15. ПОНЯТИЕ О ДРУГИХ ВИДАХ ФИЛЬТРОВ

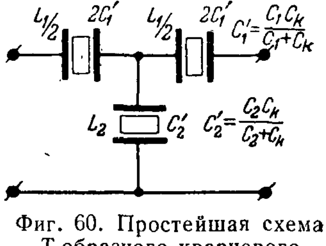
Рассмотренные выше схемы полосовых фильтров обеспечивают пропускание полосы частот, если эта полоса составляет не очень малый процент относительной средней частоты. Но если, например, нужно передать полосу частот между $f_1 = 200$ *гц* и $f_2 = 2\,500$ *гц*, т. е. $F = 2\,300$ *гц* при несущей частоте, скажем, 1 000 000 *гц*, то полоса прозрачности составляет в этом случае лишь $\frac{2\,300}{1\,000\,000} = 0{,}23\%$. Обеспечить такое отношение, требующее контуров с очень большой добротностью, с помощью контуров, составленных из обычных конденсаторов и катушек, практически не удается. Тогда прибегают к помощи кварца, обеспечивающего получение узкополосных фильтров с весьма крутыми скатами резонансной кривой. Объясняется это тем, что вырезанная надлежащим образом пластинка кварца эквивалентна с электрической точки зрения схеме, представленной на фиг. 59, где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость, эквивалентные пластине кварца, а $C_к$ — емкость конденсатора, составленного пластинкой кварца с наложенными на нее электродами. C_1 составляет обычно доли пикофарады, а L_1 — единицы генри. Следовательно, добротность этого контура $Q = \frac{\omega L_1}{R}$, где R — эквивалентные потери кварца (обычно небольшие), получается очень большой и измеряется тысячами и даже десятками тысяч.



Фиг. 59. Эквивалентная электрическая схема кварцевой пластинки.

Из фиг. 59 следует, что эквивалентная схема кварца имеет две резонансные частоты: одна определяется контуром L_1C_1 (последовательный резонанс) — $f_{1p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$, другая — контуром, составленным из параллельных ветвей L_1C_1 и $C_к$ (параллельный резонанс) — $f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C_1C_к}{C_1+C_к}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_0}}$, где $C_0 = \frac{C_1C_к}{C_1+C_к}$. Полоса прозрачности кварца будет лежать между этими частотами. Можно показать, что отношение ширины полосы прозрачности к средней частоте f_0 между f_{1p} и f_{2p} зависит от отношения $\frac{C_1}{C_0}$. Если

принять это отношение равным, как это обычно бывает, 100—150, то $\frac{\Delta F}{f_0}$ получается порядка 0,002—0,004 (0,2—0,4%), которое обеспечить с помощью контура, составленного из обычных катушек и конденсаторов, невозможно. Полосу прозрачности кварцевого фильтра можно регулировать в известных пределах подключением к пластине кварца дополнительных индуктивностей и емкостей.



Фиг. 60. Простейшая схема Т-образного кварцевого фильтра.

Одна из простых схем кварцевого фильтра Т-образного типа показана на фиг. 60. Пластинки должны быть так рассчитаны и так изготовлены, чтобы частота последовательного резонанса двух последовательно включенных пластинок была равна частоте параллельно включенной пластинки.

При ультравысоких частотах фильтры состоят из отрезков прямых линий, образующих так называемые пере-

Линия действует как [катушка] когда	Линия действует как [конденсатор] когда	Линия действует как [параллельный контур] когда	Линия действует как [последовательный контур] когда
$l < \frac{1}{4}\lambda$	$\frac{1}{4} < l < \frac{1}{2}\lambda$	$l = \frac{1}{4}\lambda$	$l = \frac{1}{2}\lambda$
$\frac{1}{4} < l < \frac{1}{2}\lambda$	$l < \frac{1}{4}\lambda$	$l = \frac{1}{2}\lambda$	$l = \frac{1}{4}\lambda$

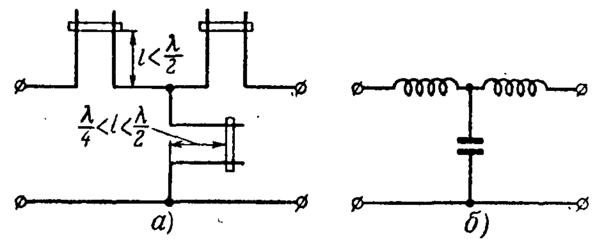
Фиг. 61. Поведение линии в зависимости от соотношения между ее длиной l и длиной волны λ и видом линии.

дающие линии (длинные линии). Известно, что передающая линия ведет себя либо как индуктивность, либо как емкость, либо как последовательный или параллельный резонансный контур в зависимости от того, какая часть передаваемой волны укладывается на ней и является

ли она разомкнутой или замкнутой на конце [1]. Это показано на фиг. 61.

Так как добротиость передающих линий обычно очень высока (порядка нескольких тысяч), то составленный из них фильтр будет вести себя почти как идеальный фильтр.

На фиг. 62,*а* показан составленный из передающих линий фильтр нижних частот, а на фиг. 62,*б*—его эквивалентная схема, поясняющая действие фильтра.



Фиг. 62. Фильтр нижиих частот, составленный из передающих линий (*а*) и его эквивалеитиая электрическая схема (*б*).

Почти совершенным фильтом высших частот на ультравысоких частотах является волновод [1]. Такое использование волноводов основано на главном их свойстве—наличии в них критических частот: все частоты ниже критической частоты для данного волновода практически им не пропускаются.

На этом мы заканчиваем краткое ознакомление с электрическими фильтрами.

---

[1] Д. А. Конашииский и С. Я. Турлыгии, Введеиие в техиику ультравысоких частот, Госэиергоиздат, Массовая библиотека, вып. 95, 1951.



ФОРМУЛЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ x

1. Фильтр нижних частот

$$x = 2\frac{f^2}{f_2^2} - 1.$$

f_2 — частота среза;
f — выбранная частота.

2. Фильтр верхних частот

$$x = 2\frac{f_1^2}{f^2} - 1.$$

f_1 — частота среза;
f — выбранная частота.

3. Полосовой фильтр

$$x = \frac{L_1}{2L_2}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2 - 1.$$

$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$;
f_1 и f_2 — частоты среза;
f — выбранная частота.

4. Заграждающий фильтр

$$x = \frac{L_1}{2L_2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}\right)^2} - 1.$$

$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$;
f_1 и f_2 — частоты среза;
f — выбранная частота.

Цена 2 руб.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

под общей редакцией академика А. И. БЕРГА

ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ И ПОСТУПИЛИ В ПРОДАЖУ

ГИНЗБУРГ З. Б., Катушки индуктивности для простых радиоприемников, стр. 16, ц. 40 к.

ШИПОВСКИЙ А. Н., Высококачественные усилители низкой частоты, стр. 120, ц. 2 р. 80 к.

ЧЕРНОВ П. Е., Приемные телевизионные антенны, стр. 40, ц. 1 р.

ЛЮТОВ С. А., Радиопомехи от электроустройств и их подавление, стр. 80, ц. 1 р. 90 к.

Девятая радиовыставка, Учебно-наглядные пособия, стр. 64, ц. 1 р. 45 к.

Радиолюбительские приемники Б. Н. Хитрова, стр. 48, ц. 1 р. 20 к.

ДОГАДИН В. Н., Новая техника радиофикации села, стр. 64, ц. 1 р. 50 к.

РОГИНСКИЙ В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, стр. 64, ц. 1 р. 60 к.

СПИЖЕВСКИЙ И. И., Батареи для лампового радиоприемника, стр. 16. ц. 40 к.

КАЗАНСКИЙ Н. В., Как стать коротковолновиком, стр. 40, ц. 1 р.

ПРОДАЖА ВО ВСЕХ КНИЖНЫХ МАГАЗИНАХ И КИОСКАХ

ИЗДАТЕЛЬСТВО ЗАКАЗОВ НЕ ВЫПОЛНЯЕТ